



Couplages algorithmes génétiques et TLM pour la conception des antennes imprimées miniatures

H.S. Chu

► To cite this version:

H.S. Chu. Couplages algorithmes génétiques et TLM pour la conception des antennes imprimées miniatures. Autre. Université Nice Sophia Antipolis, 2004. Français. NNT : . tel-00454611

HAL Id: tel-00454611

<https://theses.hal.science/tel-00454611>

Submitted on 9 Feb 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS
UNSA-UFR SCIENCES**

Ecole Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et de la
Communication

THESE

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis

Discipline : Electronique

présentée et soutenue par

Hong-Son CHU

**Couplage Algorithmes Génétiques et
TLM pour la conception des antennes
imprimées miniatures**

Thèse dirigée par Dominique POMPEI

soutenue le 02 juin 2004

Jury :

M. M. NEY
M. R. GILLARD
M. P. SAGUET
M. C. PICHOT
M. D. POMPEI
M. J.-L. DUBARD
M. A. PAPIERNIK
M. R. STARAJ

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité
Invité

Professeur, ENST Bretagne
Professeur, INSA de Rennes
Professeur, INP Grenoble
Directeur de Recherche CNRS
Professeur, UNSA
Maître de Conférences, UNSA
Professeur Émérite, UNSA
Professeur, UNSA

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier spécialement Monsieur Albert PAPIERNIK, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, directeur du Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications quand j'ai commencé mon DEA, qui m'a très bien accueilli au sein du laboratoire pour mon commencement d'études 3^e cycle en France et qui a accepté de me donner la chance de faire une thèse.

Ce travail de thèse a été effectué au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications de l'Université de Nice – Sophia Antipolis maintenant dirigé par Monsieur Christian PICHOT. Je voudrais le remercier sincèrement de m'avoir accueilli dans ce laboratoire, d'avoir mis à ma disposition des outils nécessaires pour ma recherche. Il m'a aussi bien apporté une aide inestimable pour résoudre les problèmes administratifs et m'a donné de nombreux conseils.

Je tiens à exprimer ma plus vive reconnaissance à mes deux directeurs de thèse, Monsieur Dominique POMPEI, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis et Directeur de thèse, et Monsieur Jean-Lou DUBARD, Maître de Conférences à l'Université de Nice - Sophia Antipolis et Responsable de thèse. Leur soutien éclairé, leur aide, leur disponibilité et leurs conseils m'ont permis de mener cette thèse dans des conditions les plus favorables.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Pierre SAGUET, Professeur à L'Ecole Nationale Supérieure d'Electroniques et de Radioélectricité de Grenoble et à Monsieur Raphaël GILLARD, Professeur à l'Université de Rennes 1, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail et d'assurer les tâches de rapporteurs.

De même, j'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Michel NEY, Professeur à L'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne qui me fait l'honneur d'être Président de mon jury.

Je remercie également Monsieur Robert STARAJ, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis (ESINSA), pour l'aide efficace qu'il m'a apportée à chaque fois que je l'ai sollicité et pour avoir accepté l'invitation faite à mon jury.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur Olivier BENEVELLO pour ses conseils très utiles ainsi que sa très grande disponibilité à régler les problèmes informatiques, Messieurs Jean-Louis LE SONN, Laurent BROCHIER et Franck PERRET pour leur aide technique, Mesdames Géraldine MANSUETI et Martine BORRO ainsi que Monsieur Christian RAFFAELE, pour leur disponibilité et leur aide précieuse dans les tâches administratives et les conseils particuliers.

Je remercie de façon générale tous les membres du Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications, permanents, doctorants et stagiaires, pour leur sympathie et pour tous les bons moments que nous avons passés ensemble. Ce sont eux qui m'ont permis d'améliorer ma connaissance de la langue française, d'élever mon niveau scientifique ainsi que de mieux découvrir la culture et la civilisation française.

Merci surtout à mes parents, à mes frères, qui ont toujours su m'entourer de toute leur affection, me protéger et me guider. Sans vous, je n'en serais pas là ...

Je remercie enfin mes amis de près ou de loin, en France, au Vietnam ou d'ailleurs, pour leur soutien, leur conseil et leur aide dans la vie quotidienne.

Table des matières

Introduction.....	6
 Chapitre 1 : Généralités sur les antennes et la méthode de simulation numérique TLM.....	 9
1.1 Généralités sur les antennes.....	9
1.1.1 Introduction.....	9
1.1.2 Types d'antennes.....	10
1.1.2.1 Antennes filaires.....	10
1.1.2.2 Antennes à ouverture.....	11
1.1.2.3 Antennes réflecteur.....	11
1.1.2.4 Antennes à lentille.....	11
1.1.2.5 Antennes imprimées.....	11
1.1.2.6 Antenne PIFA (Planar Inverted F Antenna).....	12
1.1.2.7 Antenne fil-plaque monopolaire.....	13
1.1.2.8 Antennes étudiées.....	15
1.2 Méthode de la matrice des lignes de transmission : TLM (<i>Transmission Line Matrix</i>)	15
1.2.1 Propagation dans le réseau de simulation temporelle 3D.....	16
1.2.2 Noeud symétrique condensé hybride (HSCN).....	18
1.2.3 Conditions limites.....	20
1.2.4 Domaine de validité de la méthode.....	22
1.2.4.1 Erreur de vitesse.....	22
1.2.4.2 Erreur de résolution.....	23
1.2.5 Traitement du signal.....	23
1.2.6 Outil informatique.....	25
1.2.6.1 Serveur de calcul à architecture NUMA : SGI Origin 3800.....	25
1.2.6.2 Serveur de calcul à architecture SMP : IBM SP.....	25

1.2.7	Organigramme de la méthode TLM.....	26
1.3	Détermination par la TLM des caractéristiques d'une antenne imprimée.....	27
1.3.1	Calcul de l'impédance d'entrée.....	27
1.3.1.1	Cas du maillage fin de la sonde coaxiale.....	28
1.3.1.2	Cas du maillage grossier de la sonde coaxiale.....	30
1.3.2	Calcul du diagramme de rayonnement.....	31
1.4	Conclusion.....	32

Chapitre 2 : Présentation des algorithmes génétiques.....33

2.1	Introduction.....	33
2.2	Présentation des algorithmes d'optimisation.....	34
2.3	Algorithmes génétiques.....	37
2.3.1	Principes généraux.....	37
2.3.2	Représentation.....	41
2.3.2.1	Codage à deux états.....	42
2.3.2.2	Codage binaire.....	43
2.3.3	Fonction coût.....	45
2.3.3.1	Objectif unique.....	46
2.3.3.2	Objectifs multiples.....	46
2.3.4	Génération de la population initiale.....	47
2.3.5	Opérateurs génétiques.....	48
2.3.5.1	Principes de sélection.....	48
2.3.5.2	Opérateur de croisement	52
2.3.5.3	Opérateur de mutation.....	54
2.3.5.4	Elitisme.....	55
2.4	Domaines d'application.....	55
2.5	Mise en oeuvre du couplage AG/TLM	55

2.6	Conclusion.....	57
-----	-----------------	----

Chapitre 3 : Première application et étude paramétrique du couplage AG/TLM.....58

3.1	Conception d'antenne large bande et bi-bande.....	58
3.1.1	Introduction.....	58
3.1.2	Antenne initiale traditionnelle.....	59
3.1.3	Paramètres de la simulation TLM.....	60
3.1.4	Paramètres de l'AG.....	61
3.1.5	Optimisation de l'antenne large bande.....	62
3.1.5.1	Définition de la fonction coût.....	62
3.1.5.2	Résultats.....	62
3.1.6	Optimisation de l'antenne bi-bande.....	66
3.1.7	Influence sur l'optimisation de l'espace de variation des variables.....	71
3.2	Etude paramétrique sur l'algorithme génétique.....	73
3.2.1	Présentation.....	73
3.2.2	Influence du choix de la sélection.....	76
3.2.3	Influence de la taille de la population.....	77
3.2.4	Influence des probabilités associées aux opérateurs génétiques.....	78
3.2.5	micro-Algorithme Génétique (mAG).....	80
3.2.6	Influence du choix de la fonction coût.....	81
3.3	Conclusion.....	82

Chapitre 4 : Optimisation d'antennes imprimées pour les normes WLAN/HIPERLAN2.....84

4.1	Présentation du réseau local sans fil Wi-Fi.....	84
-----	--	----

4.1.1	Introduction.....	84
4.1.2	Présentation des réseaux sans fil.....	85
4.1.2.1	Réseaux personnels sans fil : WPAN (Wireless Personal Area Network)....	85
4.1.2.2	Réseaux locaux sans fil : WLAN (Wireless Local Area Network).....	86
4.1.2.3	Réseaux métropolitains sans fil : WMAN (Wireless Metropolitan Area Network).....	86
4.1.2.4	Réseaux étendus sans fil : WWAN (Wireless Wide Area Network).....	86
4.1.3	Norme 802.11 : Wi-Fi.....	87
4.2	Antennes imprimées pour les normes WLAN/HIPERLAN2.....	88
4.2.1	Antenne imprimée classique.....	89
4.2.1.1	Introduction.....	89
4.2.1.2	Paramètres de simulation TLM.....	89
4.2.1.3	Définition du domaine de variation des paramètres à optimiser.....	90
4.2.1.4	Paramètres du mAG.....	90
4.2.1.5	Définition de la fonction coût	90
4.2.1.6	Résultats.....	91
4.2.2	Antenne imprimée miniature obtenue par utilisation du codage à deux états.....	94
4.2.2.1	Définition des variables à optimiser.....	95
4.2.2.2	Résultats.....	96
4.2.2.3	Effet de la non-imposition de la structure initiale.....	102
4.2.3	Antenne imprimée miniature obtenue par utilisation du codage binaire.....	102
4.2.3.1	Antenne de forme carrée.....	103
4.2.3.2	Antenne de forme carrée pour les normes WLAN et HIPERLAN2 indoor/outdoor.....	110
4.2.3.3	Antenne de forme rectangulaire.....	112
4.3	Conclusion.....	115

Chapitre 5 : Optimisation des Antennes PIFA et Fil-plaque monopolaire.....116

5.1	Motivation de cette étude	116
-----	---------------------------------	-----

5.2	Conception des antennes PIFA.....	118
5.2.1	Normes des communications avec les mobiles.....	118
5.2.2	Antenne PIFA bi-bande GSM/DCS.....	119
5.2.2.1	Introduction.....	119
5.2.2.2	Paramètres TLM.....	120
5.2.2.3	Variables à optimiser et leur domaine de variation.....	120
5.2.2.4	Fonction coût.....	121
5.2.2.5	Résultats.....	122
5.2.3	Antenne PIFA bi-bande DCS/WLAN.....	125
5.2.4	Antenne PIFA large bande DCS/PCS/UMTS.....	127
5.2.5	Antenne PIFA GSM/DCS avec trois fentes arbitraires.....	130
5.3	Antenne fil-plaque monopolaire.....	133
5.3.1	Introduction.....	133
5.3.2	Paramètres de l'analyse TLM.....	133
5.3.3	Définition des variables à optimiser.....	134
5.3.4	Résultats pour les normes WLAN/HIPERLAN2.....	135
5.3.5	Résultats pour les normes UMTS/HIPERLAN2	142
5.4	Conclusion.....	144
Conclusion.....		145
Références.....		147
Publications et communications		153
Annexes.....		154

Introduction

Le développement des nouveaux systèmes de Télécommunications sans fil nécessite la conception d'antennes de plus en plus difficiles à élaborer. Dans le cas des communications entre mobiles, la diversité des systèmes et standards (GSM, DCS, UMTS, WLAN...) amène les ingénieurs à concevoir des antennes satisfaisant de nombreuses contraintes telles que : compacité, faible coût de fabrication, large bande passante et fonctionnement multi-fréquence. De ce fait, les études se sont orientées vers une miniaturisation importante, vers l'utilisation de nouveaux matériaux diélectriques et vers le développement de capacités multi-fonctionnelles.... Afin de répondre à ces besoins, des méthodologies de conception innovatrices d'antenne sont nécessaires. Généralement, la plupart de ces antennes sont conçues en s'inspirant des modèles canoniques existants et de l'expérience acquise dans ce domaine. Mais il devient de plus en plus difficile de réunir toutes les caractéristiques souhaitées tout en satisfaisant aux contraintes commerciales. C'est pourquoi, il est nécessaire de développer des outils permettant d'imaginer de manière méthodique et optimale de nouvelles structures.

Une approche permettant de résoudre ce problème consiste à coupler un code de simulation électromagnétique à un algorithme d'optimisation. Le code de simulation temporel TLM (Transmission Line Matrix) a été développé et utilisé depuis plusieurs années au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT). Ce code permet d'analyser en 3 dimensions, dans le domaine temporel, des antennes complexes. Leurs caractéristiques radioélectriques sont obtenues dans une large bande de fréquence grâce à l'utilisation de l'algorithme de Transformée de Fourier Rapide. Ce code a été développé sur un système de calculateur parallèle permettant de réduire ainsi considérablement les temps de calcul. Il devient alors possible d'envisager un grand nombre de simulations successives.

Pour ce qui concerne l'optimisation, parmi les différentes méthodes et en considérant notre type de problème étudié, nous nous intéressons uniquement aux algorithmes génétiques. En effet, ils nous paraissent concilier au mieux puissance, facilité de

programmation, adaptation aux problèmes complexes, solution convenable en temps correct et permettent d'obtenir aisément un bon compromis entre le choix d'un grand nombre des variables à optimiser et la solution optimale. Les algorithmes génétiques (AG) s'inspirent d'une technique de recherche stochastique basée sur le fonctionnement de l'évolution naturelle, notamment la sélection de Darwin, et la procréation selon les règles de Mendel. La sélection naturelle, que Darwin appelle l'élément "propulseur" de l'évolution, favorise les individus d'une population qui sont les mieux adaptés à un environnement. La sélection est suivie de la procréation, réalisée à l'aide de croisements et de mutations au niveau du patrimoine génétique des individus (ou "génotype"), constitué d'un ensemble de gènes. Ainsi, deux individus "parents", qui se croisent, transmettent une partie de leur patrimoine génétique à leurs descendants. Le génotype de l'enfant fait que celui-ci est plus au moins bien adapté à l'environnement. S'il est bien adapté, il a une plus grande chance de procréer dans la génération future. Au fur et à mesure des générations, on sélectionne les individus les mieux adaptés, et l'augmentation du nombre des individus bien adaptés fait évoluer la population entière.

L'objectif de cette thèse est d'étudier et de développer un outil de simulation, d'optimisation et de conception en couplant la méthode TLM et un algorithme génétique permettant de créer efficacement et automatiquement des antennes imprimées intuitives et non intuitives.

Ce manuscrit est organisé de la façon suivante :

- Le chapitre 1 est consacré au rappel des différents types d'antennes utilisées dans le domaine radioélectrique. Nous faisons ensuite un point général sur les principes de base de la méthode TLM, et sur leurs caractéristiques... Enfin, nous présentons l'utilisation de la méthode TLM dans la détermination des caractéristiques d'antenne imprimée.
- Le chapitre 2 concerne la présentation des algorithmes génétiques. Nous abordons leurs principes de base et leurs caractéristiques. Nous mettrons aussi en évidence les éléments importants et nécessaires dans l'implantation d'un algorithme génétique pour un problème d'optimisation.
- Le chapitre 3 présente dans une première partie les premiers résultats obtenus par le couplage AG/TLM, à travers deux types d'antenne imprimée répondant aux critères de large bande et de bi-bande. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à une étude sur

les paramètres concernant l'algorithme génétique. Cela permet de choisir un bon algorithme avec les meilleurs paramètres afin de réduire le temps d'optimisation et de favoriser l'approche vers un meilleur résultat. À travers ces études paramétriques, une nouvelle version des algorithmes génétiques, appelée micro-Algorithme Génétique (mAG), est présentée et utilisée dans les applications suivantes.

- Le chapitre 4 présente les applications de l'intégration mAG/TLM permettant d'optimiser des antennes imprimées répondant aux normes concrètes WLAN et HIPERLAN2. Grâce aux modifications:
 - du principe de la présentation (codage) des variables à optimiser
 - des configurations imposées
 - de la fonction coût souhaitéeune grande variété de formes différentes (intuitives et non intuitives) est obtenue. Plusieurs antennes optimisées sont validées et mesurées. Les résultats comparés des optimisations et des expérimentations sont également présentés.
- Le chapitre 5 est consacré à la présentation de nouveaux types d'antennes : les antennes PIFA et les antennes fil-plaques utilisés dans la communication sans fil. Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons des configurations d'antennes PIFA optimisées qui permettent de couvrir simultanément plusieurs normes différentes : GSM900, DCS1800, PCS1900, UMTS2000 et WLAN2450. La dernière partie donne des configurations d'antennes fil-plaques répondant aux deux normes : soit (WLAN2450 et HIPERLAN5250) soit (UMTS2000 et HIPERLAN5250).
- Enfin, en conclusion nous rappelons les caractéristiques des méthodes de simulation et d'optimisation ainsi que les résultats obtenus à travers cette thèse. Nous envisageons enfin les perspectives pour faire évoluer le couplage mAG/TLM ou pour appliquer des nouvelles méthodes d'optimisation afin d'élargir l'étude à un vaste domaine de conception d'antennes plus complexes.

Chapitre 1 : Généralités sur les antennes et la méthode de simulation numérique TLM

Nous abordons tout d'abord les généralités sur les types d'antennes rencontrés habituellement dans le domaine des hyperfréquences ainsi que les types d'antennes utilisés à travers cette thèse. Puis nous faisons état, dans une seconde partie, des particularités de la méthode numérique de simulation TLM (*Transmission Line Matrix* ou *Matrice des Lignes de Transmission*) utilisée pour la caractérisation des antennes étudiées. Enfin, nous présentons des outils pour analyser les paramètres de ces antennes.

1.1 Généralités sur les antennes

1.1.1 Introduction

Une antenne est habituellement un dispositif métallique utilisé pour la transmission ou la réception des ondes hertziennes [1]. Dans toutes les applications où l'on utilise la propagation des ondes électromagnétiques (télécommunications, radar, télévision, radiodiffusion...), l'antenne est l'outil indispensable à l'émission et à la réception des ondes. Les principaux types d'antennes ont été regroupés en trois domaines de fréquence correspondant approximativement aux ondes kilométriques et hectométriques, aux ondes décamétriques et métriques, puis aux micro-ondes. Les aspects du fonctionnement d'une antenne – émission (rayonnement) et réception (captation) – sont très étroitement liés. C'est l'équipement associé à une antenne qui en définit l'éventuelle spécificité. Dans certains cas (radars, téléphone mobile notamment), la même antenne est utilisée indifféremment à l'émission et à la réception. D'un point de vue physique, le rayonnement électromagnétique est une opération de conversion d'énergie d'une onde guidée à une onde en espace libre. La détermination de l'onde rayonnée passe par la résolution des équations de Maxwell :

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$$\text{div}(\vec{D}) = \rho$$

$$\text{div}(\vec{B}) = 0$$

où \vec{E} est le champ électrique, \vec{H} est le champ magnétique, \vec{J} est la densité de courant, \vec{D} est le déplacement (induction) électrique, \vec{B} est le champ (ou induction) magnétique et ρ est la densité de charge électrique.

De puissants ordinateurs sont nécessaires à la conception d'antennes dont l'insertion dans les systèmes de plus en plus complexes et de faible dimensions exige cependant d'excellentes performances. Ce difficile problème de physique mathématique n'a en général pas de solution analytique connue, même pour les structures les plus simples.

Une antenne, de façon très générale, se présente comme une structure dont la forme et les matériaux constitutifs sont conçus pour favoriser la circulation de courants. A l'émission, leur excitation est assurée par un générateur branché directement à l'antenne ou par l'intermédiaire d'une liaison (ligne de transmission, guide d'ondes...). A la réception, c'est l'onde dans laquelle l'antenne est immergée qui est responsable de la circulation des courants, collectés localement par un récepteur. Dans le domaine spécifique des ondes, il existe une grande variété d'antennes. Le choix de l'antenne se fait selon le signal à transmettre, la fréquence utilisée, l'étendue spatiale de la région à desservir ainsi que l'environnement.

1.1.2 Types d'antennes

On classe habituellement les antennes en plusieurs types, tels que les antennes filaires, antennes à ouverture, antennes réflecteurs, antennes à lentille, antennes imprimées etc.

1.1.2.1 Antennes filaires

Les antennes filaires sont d'usage très courant. Nous pouvons les rencontrer quotidiennement sur les automobiles, les bâtiments, les bateaux, les avions, ... Il existe différentes formes comme le dipôle, la boucle, l'hélice, ...

1.1.2.2 Antennes à ouverture

Les antennes à ouverture ont été très développées et sont plus utilisées actuellement que par le passé, en raison de nombreuses demandes de caractéristiques sophistiquées et d'utilisation en très hautes fréquences. Ces antennes sont très utiles pour les applications aériennes (aviation ou domaine spatial).

1.1.2.3 Antennes réflecteur

Le succès dans l'exploration de l'espace intersidéral a eu comme conséquence l'avancement de la théorie des antennes. Du fait du besoin de communiquer sur de grandes distances, des formes sophistiquées d'antennes ont été utilisées afin de transmettre ou recevoir les signaux qui doivent traverser des millions de kilomètres. Le réflecteur parabolique est l'antenne la plus commune pour ce type de communication. Il peut être appliqué dans le domaine de la transmission de données multimédias de télédiffusion ou de radiodiffusion.

1.1.2.4 Antennes à lentille

Les lentilles sont essentiellement utilisées pour concentrer les énergies divergentes du rayon incident afin de prévenir la dispersion dans les directions non désirées. La forme géométrique et le choix du matériel permettent à ces antennes de transformer les diverses formes d'énergie divergentes en ondes planes. Les antennes à lentilles peuvent être utilisées dans le même domaine que les réflecteurs paraboliques. Elles sont classées selon le matériau avec lequel elles sont construites, ou selon leur forme géométrique.

1.1.2.5 Antennes imprimées (antenne microruban)

Ce type d'antenne a suscité beaucoup d'intérêts à partir des années 70, bien que les premières idées sur l'antenne imprimée aient été formulées dès l'année 1953 [1]. Une antenne micro-ruban est composée d'une plaque de substrat diélectrique d'épaisseur h caractérisée par sa permittivité relative ϵ_r et sa tangente de perte $\tan \delta$ (**Figure 1.1**). La face inférieure est entièrement métallisée, on l'appelle le plan de masse de l'antenne. Sur la face supérieure, on dispose une couche de métal très fine qui peut être de forme variable (rectangle, carré, ellipse, disque, triangle...). Cette structure rayonnante peut être alimentée de

différentes façons : par sonde coaxiale, par ligne micro-ruban ou coplanaire...

L'antenne imprimée avait été largement mise à contribution notamment dans le domaine de télécommunications spécifiques exemple. D'une fabrication aisée et d'un prix de revient modique, ces antennes présentent de nombreux avantages tels que :

- un faible coût dans le cas d'une réalisation en série
- une faible épaisseur et un faible poids
- différentes polarisations possibles
- une simplicité de réalisation
- une variété de formes possibles
- une intégration d'éléments actifs possible

Malgré ces caractéristiques attractives, elles possèdent encore les inconvénients suivants :

- Bande passante étroite (quelques % pour un élément simple)
- Puissance supportée limitée
- Faible gain pour un élément simple

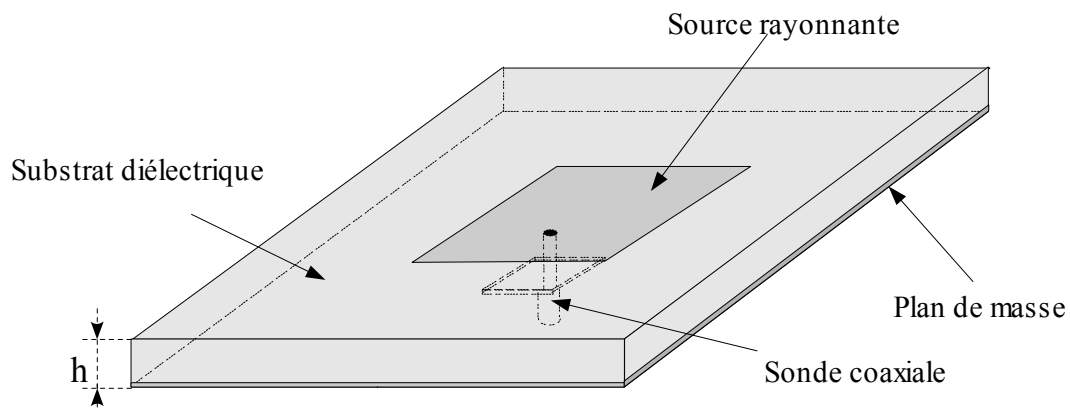


Figure 1.1 : Configuration de l'antenne imprimée

1.1.2.6 Antenne PIFA (*Planar Inverted F Antenna*)

L'antenne quart d'onde présente des dimensions réduites [2] par rapport à l'antenne demi-onde. La diminution de la taille est réalisée par un court-circuit placé le long de la ligne où le champ électrique entre le pavé rayonnant et le plan de masse est nul pour le mode fondamental de l'antenne imprimée.

L'antenne PIFA est obtenue par une réduction de la largeur du court-circuit plan de l'antenne quart d'onde [2] (**Figure 1.2**). Cette antenne présente donc des dimensions inférieures à celles de l'antenne quart d'onde. La largeur du pavé rayonnant permet d'ajuster la fréquence de résonance ainsi que la forme du diagramme de rayonnement.

Dans les applications telles que les systèmes mobiles, le plan de masse de ce type d'antenne est considérablement réduit ce qui pour effet de rendre le diagramme de rayonnement plus omnidirectionnel.

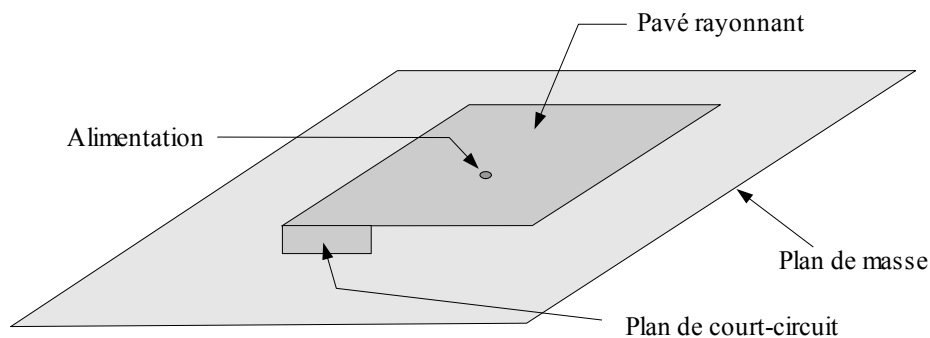


Figure 1.2 : Configuration de l'antenne PIFA (pavé rayonnant suspendu dans l'air)

L'antenne PIFA est sensible aux polarisations horizontale et verticale, ce qui peut être exploité avantageusement dans un récepteur portable, notamment en milieu urbain, où le couplage en polarisation croisée est important. En pratique, la bande passante d'une antenne PIFA montée sur un récepteur portable est plus large que celle de la même antenne sur un plan de masse et un substrat plus étendu [2].

1.1.2.7 Antenne fil-plaque monopolaire

L'antenne fil-plaque monopolaire peut être à la fois considérée comme une antenne imprimée originale ou alors comme un monopôle particulier, chargé par un toit capacitif.

Sous sa forme simple, la structure de l'antenne fil-plaque est montrée sur la **Figure 1.3**. Elle est constituée d'un plan métallique de forme a priori arbitraire placé sur la face supérieure d'une lame électrique. Ce plan métallique est appelé toit de l'antenne. La face inférieure de cette lame est généralement entièrement métallisée et constitue le plan de masse

de l'antenne. L'alimentation est réalisée par une sonde coaxiale qui traverse le plan de masse et le substrat diélectrique afin d'être connectée au toit métallique. La particularité de l'antenne est de posséder des fils connectant le plateau supérieur au plan de masse. Ces fils sont souvent appelés fils de masse, fils de retour ou fils de court-circuit. Deux fils de masse sont placés près de la sonde coaxiale qui alimente la plaque en son centre (**Figure 1.3**). L'inductance liée à la présence des court-circuits mis en parallèle avec la capacité de l'antenne formée entre le plateau et le plan de masse, crée une résonance fondamentale. Sa fréquence est fixée par les dimensions du pavé rayonnant (hauteur, longueur et largeur), le diamètre des fils de masse et les caractéristiques d'un éventuel substrat diélectrique placé entre le pavé rayonnant et son plan de masse [3].

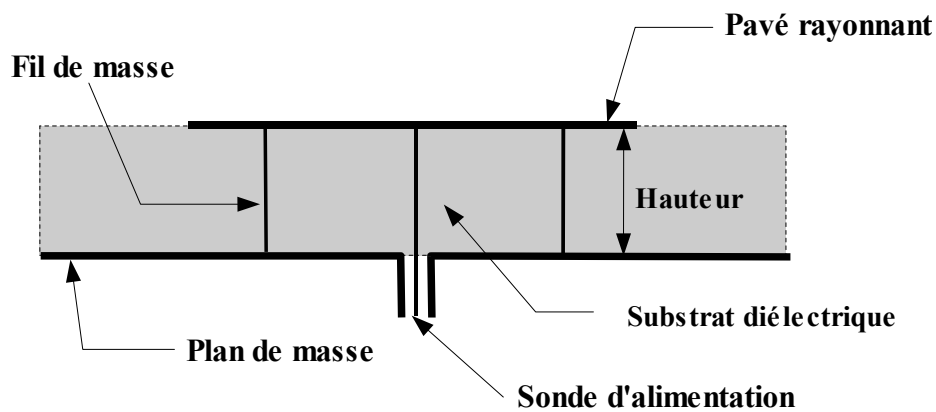


Figure 1.3 : Antenne fil-plaque monopolaire vue latérale

L'introduction de fils de masse accroît le nombre de paramètres physiques par rapport au monopôle chargé sans fils de masse et permet ainsi de mieux contrôler l'adaptation de l'antenne. Le diagramme de rayonnement à polarisation linéaire verticale présente un minimum dans la direction normale à l'antenne, et un maximum situé dans le prolongement du plan de masse lorsque celui est supposé infini.

De par sa géométrie et sa structure, l'antenne fil-plaque présente de nombreux avantages:

- un encombrement volumique réduit du fait de sa faible épaisseur
- une possibilité de réaliser une antenne conformée
- un faible coût de fabrication en raison de la simplicité de sa structure
- des performances radioélectriques intéressantes dues au caractère monopolaire

Notre étude dans cette thèse sera consacrée à l'antenne fil-plaque se composant de deux fils de masse. Le toit est suspendu dans l'air (la permittivité relative diélectrique est de 1) par rapport au plan de masse métallique.

1.1.2.8 Antennes étudiées

Les différentes antennes présentées ne réunissent cependant pas de façon entièrement satisfaisante l'ensemble des propriétés requises pour une antenne miniature utilisable dans les divers systèmes modernes de communication mobile. Il est en effet rare de trouver une antenne qui présente à la fois des caractéristiques de fonctionnement (bande passante, efficacité de rayonnement, diagramme de rayonnement, polarisation, etc) et un encombrement compatible avec les besoins exigés dans les différents systèmes actuels ou futurs. Si bien qu'en général, un compromis doit être réalisé entre toutes ces caractéristiques de sorte à utiliser l'antenne la moins "mauvaise".

Concernant notre recherche, cette thèse sera limitée à l'étude des antennes imprimées classiques, PIFA et fils-plaques. Le choix de ces antennes se justifie par leur domaine d'application dans le monde des communications sans fil, par l'axe de recherche, les disponibilités des équipements, ainsi que l'expérience du Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications.

1.2 Méthode de la matrice des lignes de transmission : TLM (*Transmission Line Matrix*)

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM est une technique de modélisation numérique temporelle qui utilise un maillage spatial tridimensionnel constitué de noeuds résultant de l'interconnexion de lignes bifilaires. Il est possible de montrer que la propagation d'impulsions de tension et de courant sur ces lignes est analogue à la propagation du champ électromagnétique, lui-même régi par les équations de Maxwell [4]. La méthode TLM présente les intérêts majeurs suivants :

- la possibilité d'analyser des structures complexes ayant des géométries arbitraires,
- la possibilité d'obtenir leurs caractéristiques fréquentielles sur un spectre très large à l'aide d'une seule simulation dans le domaine temporel suivi d'une transformée de Fourier,

- la détermination des caractéristiques électriques et magnétiques en un même point d'étude.

1.2.1 Propagation dans le réseau de simulation temporelle 3D

La propagation dans le réseau de lignes bifilaires s'effectue selon le principe de Huygens [4] : lorsque l'impulsion incidente arrive sur une connexion, elle rencontre une discontinuité d'impédance et est à la fois réfléchiée et transmise vers les noeuds voisins. Chacun de ces noeuds se comporte alors comme une nouvelle source donnant naissance à des ondes secondaires qui vont, à leur tour, se propager vers les noeuds voisins.

Afin d'implanter le modèle de Huygens sur les calculateurs numériques, on doit le formuler sous forme discrète. En conséquence, l'espace est modélisé par un ensemble de matrices de répartition résultant de l'intersection (noeud) entre plusieurs lignes bifilaires. Cette discrétisation spatiale engendre une discrétisation temporelle. En effet, si Δl correspond à la longueur d'une maille élémentaire ou distance entre deux sources de Huygens voisines, alors Δt est le temps nécessaire pour qu'une impulsion électromagnétique voyage d'un noeud

à l'autre (en TLM-3D : $\Delta t = \frac{\Delta l}{2c}$ où c est la vitesse de lumière).

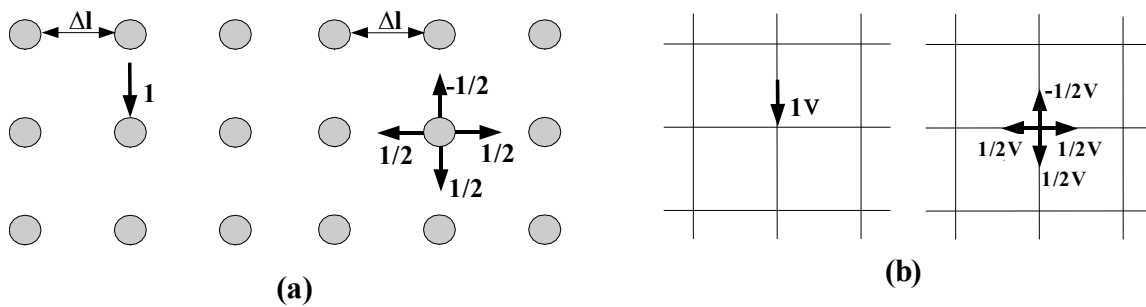


Figure 1.4 : (a) Principe discret de Huygens (b) Equivalent en TLM

Comme il est montré sur les lignes dans le cas 2D (**Figure 1.4**), lorsqu'une impulsion de courant ou de tension d'énergie unitaire arrive sur un noeud, selon le principe de Huygens, cette énergie est diffractée de manière isotrope dans les quatre directions. Chaque impulsion transporte un quart de l'énergie incidente (ou la moitié de l'amplitude des champs

électromagnétique) déphasage de π sur l'onde réfléchi.

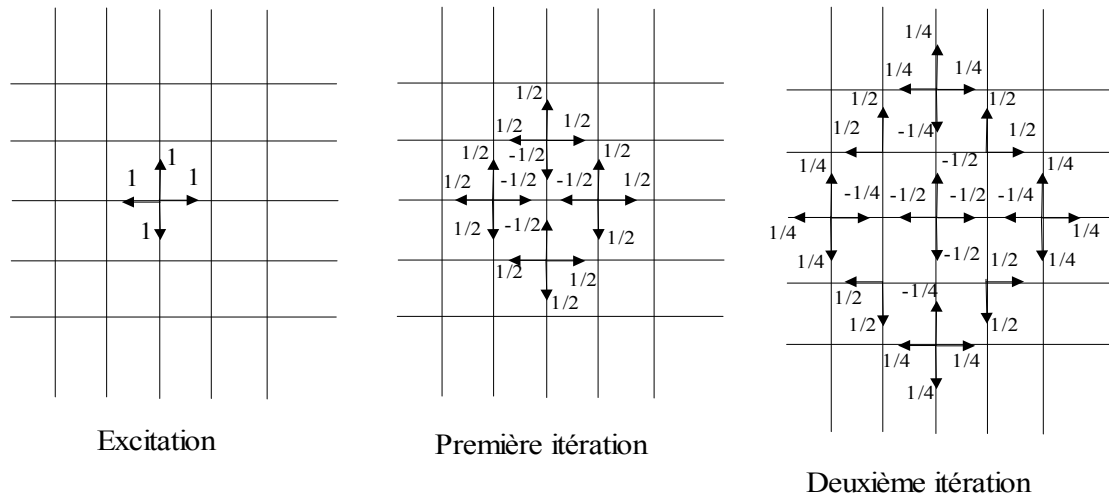


Figure 1.5 : Trois étapes de diffusions consécutives dans le réseau TLM 2-D excité par une impulsion de Dirac

Les trois processus consécutifs montrés sur la **Figure 1.5** constituent l'algorithme fondamental de la méthode TLM. Dans le cas général, l'algorithme peut être exprimé par

$$\begin{cases} [{}_n\mathbf{V}]^{\text{ref}} = [\mathbf{S}] [{}_n\mathbf{V}]^{\text{inc}} & (1) \\ [{}_{n+1}\mathbf{V}]^{\text{inc}} = [\mathbf{C}] [{}_n\mathbf{V}]^{\text{ref}} & (2) \end{cases}$$

Ou :

- $[{}_nV]^{\text{inc}}$ et $[{}_nV]^{\text{ref}}$ représentent les impulsions incidentes à l'instant $(n - \frac{1}{2})\Delta t$ et réfléchies à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ en chaque noeud du réseau
- $[\mathbf{S}]$: matrice de répartition qui est associé au noeud. Elle permet d'obtenir les impulsions réfléchies à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ en fonction des impulsions incidentes à l'instant $(n - \frac{1}{2})\Delta t$

- $[C]$: matrice de connexion. Les impulsions réfléchies à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ deviennent des impulsions incidentes à l'instant $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ sur les noeuds voisins.
 - $C_{ij}=1$ si le port i connecté au port j
 - $C_{ij}=0$ sinon

1.2.2 Noeud symétrique condensé hybride (HSCN)

A l'origine, la méthode avait été développée en deux dimensions avec un noeud composé de deux lignes de transmission connectées soit en parallèle soit en série [5]. Ces deux types de connexion possèdent chacun un circuit équivalent qui permet d'aboutir à l'analogie entre les champs électromagnétiques et les impulsions de tension et de courant. La combinaison de ces noeuds 2D en une structure 3D permet la création du noeud distribué asymétrique puis du noeud symétrique [4, 6-7]. Celui-ci ne permet pas cependant de calculer les composantes du champ électromagnétique au même point. Cela rendait difficile la modélisation des interfaces entre les différents milieux, ainsi que la programmation du maillage variable.

Pour s'affranchir de ces difficultés, P.B. Johns développa en 1987 le noeud symétrique condensé SCN qui est devenu le noeud TLM le plus largement utilisé [8]. La structure de base du noeud SCN simple est représentée à la **Figure 1.6**.

Il peut être connecté à chacun des six noeuds voisins par une paire de lignes de transmission, supportant les deux polarisations orthogonales dans chacune des six directions de propagation. Trois stubs capacitifs et trois stubs inductifs sont connectés au centre de chaque cellule pour tenir compte de la permittivité et de la perméabilité du milieu ainsi que des dimensions variables de la maille.

Le développement de ce noeud n'est plus basé sur un circuit électrique équivalent déduit de la théorie des lignes. La matrice de répartition ainsi que les expressions du champ électromagnétique peuvent être obtenues à partir de la discrétisation des équations de Maxwell ou alors des conditions de continuité des champs électromagnétiques et de la conservation des charges.

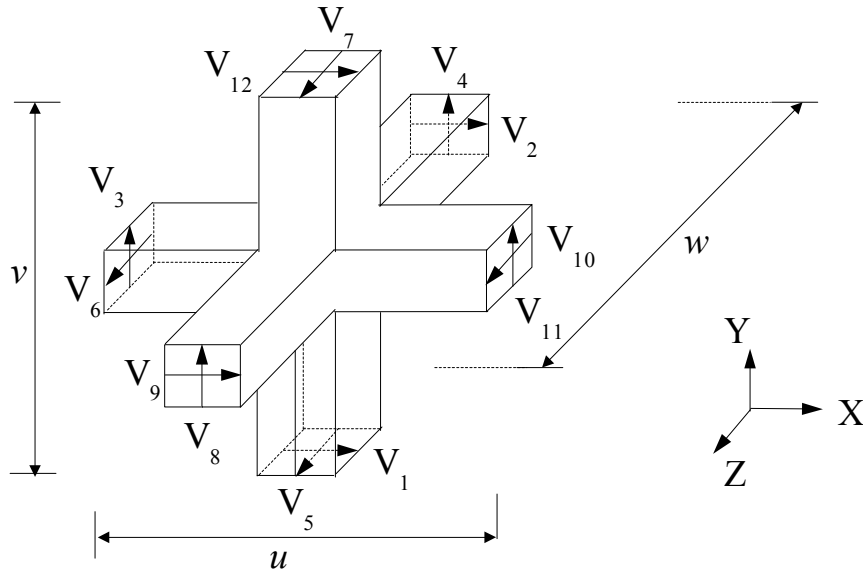


Figure 1.6 : Noeud symétrique condensé fondamental (SCN)

Dans le cas général, le noeud SCN se compose de 12 lignes de transmission ayant la même impédance caractéristique ($Z_0 = 377 \, \Omega$) et de 6 stubs additionnels dont les impédances caractéristiques dépendent de la permittivité relative ϵ_r et de la perméabilité relative μ_r ainsi que des trois dimensions du noeud u, v, w .

Les pertes sont introduites en connectant au centre du noeud, en parallèle ou en série, des lignes de transmission refermées par leur impédance caractéristique. Ces impédances s'expriment en fonction de la conductivité électrique σ ou de la conductivité magnétique σ^* du milieu à perte.

Les impédances des stubs [8] doivent être positives ce qui aboutit à la relation suivante :

$$\Delta t = \frac{\Delta l}{2hc}$$

Où :

- Δt est le pas temporel
- Δl est le plus petit pas du maillage
- h est le rapport entre la plus grande et la plus petite des dimensions du maillage variable.

Si le rapport h augmente, le pas temporel Δt diminue, et donc le temps de calcul

est plus long, et le stockage en mémoire augmente. Cette contrainte a pour effet de limiter l'utilisation du maillage fortement variable. Pour surmonter ces difficultés, le noeud HSCN a été développé [9]. Sa structure est semblable à celle du noeud SCN. Cependant les impédances caractéristiques des 12 lignes de transmission sont maintenant différentes et dépendent de la perméabilité relative μ_r ainsi que des trois dimensions du noeud u , v , w . Dans ce cas, trois stubs capacitifs suffisent alors pour modéliser la permittivité de différents milieux. Le noeud HSCN requiert donc moins d'emplacement mémoire (rapport 15/18 des éléments de la matrice de répartition par rapport au SCN) ainsi que de temps de calcul puisque quelque soit le maillage utilisé, on a la relation suivante :

$$\Delta t = \frac{\Delta l}{2c}$$

Ainsi, le pas temporel Δt est indépendant du rapport h lié au maillage variable. Ces améliorations se font cependant aux prix d'une plus grande dispersion des résultats en fréquence et d'une perte légère de précision numérique. Néanmoins, pour bénéficier de temps de calcul très court et permettre des études paramétriques, ce travail a été réalisé en utilisant le noeud HSCN. Les éléments de sa matrice de répartition et les relations entre champs électromagnétiques et impulsions de tension sont donnés dans [10].

1.2.3 Conditions limites

Afin de simuler des structures électromagnétiques, le modèle doit non seulement tenir compte de la propagation des champs, mais aussi des réflexions totales ou partielles existantes entre les différents types de milieux. De plus la modélisation de murs électriques et magnétiques permet d'exploiter les propriétés de symétrie des structures étudiées et de tenir compte de la présence de plans parfaitement métalliques. Les murs électriques sont simulés en introduisant un coefficient de réflexion égal à -1 entre deux noeuds. Dans le cas des murs magnétiques, ce coefficient est égal à 1. Ces conditions, simples à mettre en oeuvre, sont aussi utilisées aux limites du maillage TLM pour limiter le volume de calcul lorsqu'on désire étudier des structures guidées.

Par contre, lorsqu'il s'agit d'étudier des antennes, il est nécessaire que les conditions aux limites du réseau TLM puissent représenter l'espace libre. La technique

utilisée au cours de ce travail consiste à entourer le volume de calcul par des couches parfaitement absorbantes PML (*Perfectly Matched Layer*) mises au point par Bérenger [11]. Cette technique a été introduite dans la méthode TLM selon différentes approches [12-13].

Les milieux PML sont des milieux fictifs possédant des conductivités électriques et magnétiques anisotropes et dans lesquels les six composantes du champ EM sont décomposées en deux sous composantes. Les PML sont caractérisés par les paramètres suivants :

- Le nombre de cellules dans la couche PML, noté N_{PML}
- Le facteur de réflexion théorique en incidence normale $R(0)$
- Le profil de variation des conductivités électriques σ et magnétiques σ^* dans les couches PML, qui peut être de type parabolique ou géométrique

Les paramètres ci-dessus sont interdépendants et doivent être choisis de manière à minimiser la valeur de la conductivité numérique $\sigma(0)$, située à l'interface entre le milieu de propagation et le volume de calcul. En effet, les réflexions numériques des PML sont dues aux ondes évanescentes qui sont d'autant moins absorbées dans la première cellule PML que $\sigma(0)$ est élevée. Il a été montré [13-14] que le domaine de validité des PML est limité par la fréquence de coupure basse f_c qui vérifie la relation suivante :

$$f_c = 1,8 \cdot 10^{10} \cdot \sigma(0) \text{ en Hz}$$

L'expérience a montré que le profil de type géométrique offrait les meilleures performances. L'implémentation numérique [13] des PML se fait de la manière suivante dans la méthode TLM :

- $\sigma(0)$ est fixée par le domaine de fréquence étudiée, $\sigma(0) < \frac{1}{10} \left(\frac{f_{min}}{1,8 \cdot 10^{10}} \right)$ avec f_{min} la plus petite fréquence d'observation.
- g est la raison de la progression géométrique des conductivités. Les tests ont montré qu'une valeur de g de l'ordre de 2 donnait les meilleurs résultats.
- La conductivité numérique de la couche PML i est calculée :

$$\sigma(i) = \sigma(0) \cdot g^i \text{ pour } i=1, 2, \dots, n-1 : \text{numéro d'ordre de la cellule}$$

- Le nombre de cellules nécessaires peut alors être obtenu de la manière suivante :

$$N_{pml} = \frac{1}{\ln(g)} \ln \left[1 - \frac{1}{750 \cdot \sigma(0) \cdot \Delta l} (g-1) \ln R(0) \right]$$

Où : Δl est le pas du maillage dans la couche PML et $R(0) = 10^{-2}$.

1.2.4 Domaine de validité de la méthode

Comme la plupart des processus numériques, la méthode TLM est affectée par deux types d'erreurs spécifiques dont l'influence sur les résultats est bien souvent laissée à l'appréciation de l'utilisateur. C'est la raison pour laquelle il est indispensable d'en prendre connaissance.

1.2.4.1 Erreur de vitesse

Tant que le rapport $\Delta l/\lambda$ est petit, la propagation des ondes dans le réseau TLM représente bien la propagation des champs dans les milieux réels. Lorsque ce rapport augmente, la propagation n'est plus isotrope et l'écart entre la constante de propagation dans le réseau TLM et la vitesse réelle des ondes varie en fonction de la direction et des propriétés du milieu [15].

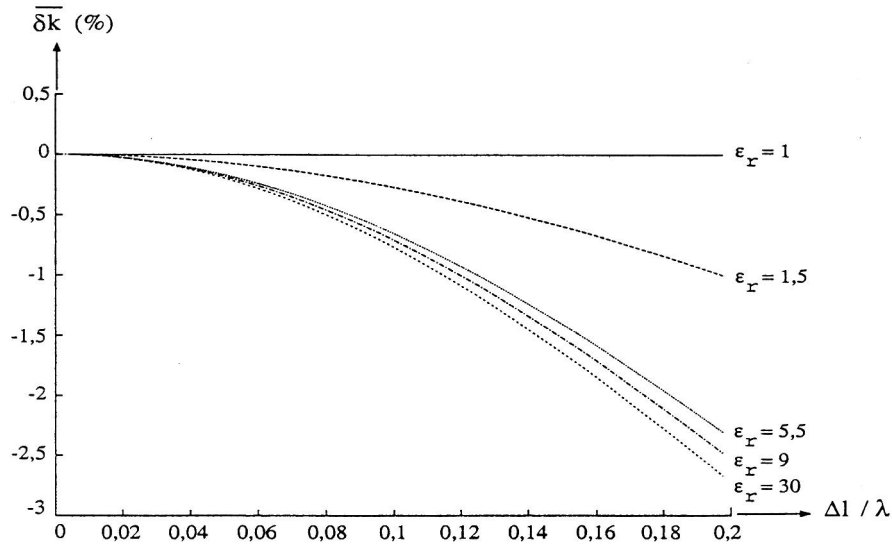


Figure 1.7 : Pourcentage d'erreur de vitesse en fonction de $\Delta l / \lambda$

$$\left(\text{où } \overline{\delta k} (\%) = \frac{v_{TLM} - v_{vrai}}{v_{vrai}} \right)$$

La **Figure 1.7** donne une idée de l'erreur commise pour le noeud HSCN dans le

cas le plus favorable qui correspond à une propagation le long d'un des trois axes principaux. Cette erreur augmente dans les zones à permittivité et perméabilité élevées.

1.2.4.2 Erreur de résolution

D'une manière générale, les erreurs de vitesse deviennent acceptables dès que

$$\frac{\Delta l}{\lambda} \leq \frac{1}{10}.$$

Cependant, il est souvent nécessaire d'utiliser une résolution spatiale beaucoup

plus fine, notamment au niveau des discontinuités où les champs subissent de brusques variations. Il devient alors inconcevable d'utiliser un maillage régulier qui aboutirait à des ressources informatiques prohibitives. Il faut avoir recours au maillage variable comme représenté à la **Figure 1.8**.

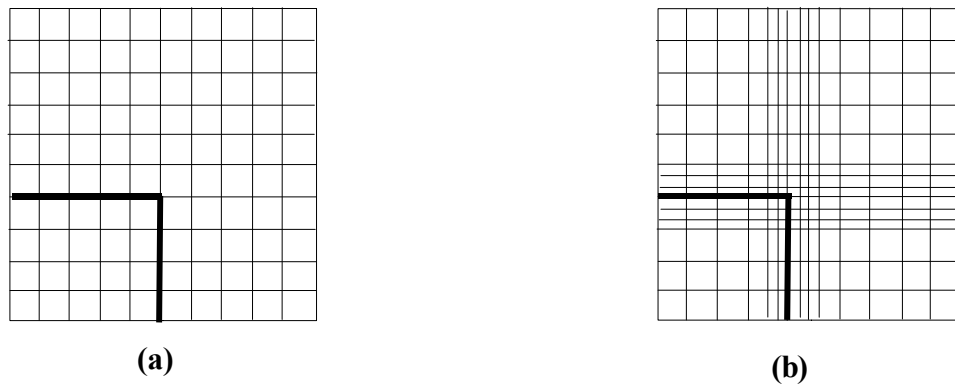


Figure 1.8 : Différentes formes de maillage

a) Maillage uniforme b) Maillage variable

1.2.5 Traitement du signal

La méthode TLM permet d'accéder aux champs électromagnétiques, consécutifs à une excitation impulsionnelle, à chaque instant en un point quelconque du milieu étudié. Cependant, dans la majorité des cas, il est nécessaire de déterminer la densité spectrale de puissance (DSP) à partir de ce même signal de façon à obtenir la répartition de l'énergie en fonction de la fréquence. Cette répartition permet d'observer tous les modes de propagation propres à la structure étudiée et de calculer les caractéristiques des antennes telles que le

diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée.

La densité spectrale de puissance $D_{TF}(f)$ selon la Transformée de Fourier est obtenue en transformant les échantillons x_0, x_1, \dots, x_{N-1} qui représentent les variations du champ électromagnétique aux instants $0, \Delta t, \dots, (N-1)\Delta t$ de la manière suivante :

$$P_{TF}(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi f n \Delta t} \right|^2$$

Ainsi, $P_{TF}(f)$ est une fonction périodique de période $\left[0, \frac{1}{\Delta t}\right]$. Le calcul sur ordinateur nécessite l'intervention de la Transformée de Fourier Discrète. Celle-ci peut être programmée de manière efficace au moyen de l'algorithme de Transformée de Fourier Rapide (TFR). Le

spectre du signal est alors obtenu pour N fréquences f_k espacées de $\left[0, \frac{1}{(N-1)\Delta t}\right]$ dans

l'intervalle $\left[0, \frac{1}{\Delta t}\right]$:

$$P_{TF}\left[\frac{k}{(N-1)\Delta k}\right] = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\left(\frac{-j2\pi kn}{N-1}\right)} \right|^2 \text{ pour } k=0, \dots, N-1$$

Il est possible de diminuer l'espace entre les fréquences échantillonnées en augmentant la durée du signal observé à l'aide d'échantillons nuls. La résolution spectrale est améliorée mais au risque de provoquer l'apparition de lobes ambigus dans le spectre. Pour éviter ces phénomènes indésirables, il vaut mieux n'arrêter la simulation TLM que lorsque l'amplitude des échantillons a atteint un niveau suffisamment proche de zéro. On peut améliorer cette analyse spectrale en remplaçant la TFR par une méthode d'analyse paramétrique de type Prony-Pisarenko [16]. Cette technique fait appel à un modèle de Prony décrivant le signal TLM sous forme de sinusoides plus ou moins amorties à l'aide de paramètres. L'estimation de ces paramètres est effectuée en résolvant un problème aux valeurs propres selon la méthode de Pisarenko. L'utilisation d'un critère de convergence, qui détermine automatiquement le nombre optimal de paramètres, garantit une analyse spectrale précise tout en réduisant d'un facteur dix le temps de simulation TLM nécessaire.

L'utilisation du maillage variable aboutit souvent à des discrétisations spatiales et temporelles très faibles. Par conséquent, les réponses TLM sont souvent suréchantillonnées

[17]. Pour ne pas avoir à stocker un trop grand nombre d'échantillons, il est préférable de rééchantillonner à la fréquence $f'_e = \frac{f_e}{n_r}$. Ce qui signifie qu'on ne sauvegarde qu'un échantillon toutes les n_r itérations. Cependant, il est nécessaire au préalable de limiter l'étendue du spectre en utilisant pour le signal d'excitation TLM des signaux de formes gaussiennes (filtre passe-bas) ou sinusoïdales modulées par une gaussienne (filtre passe-bande).

1.2.6 Outil informatique

Pour les problèmes d'optimisation, on aura besoin, en général, de centaines ou de milliers de simulations TLM. Par conséquence, l'utilisation de calculateurs très puissants devient indispensable tels que les calculateurs parallèles du CINES (Centre Informatique National de l'Enseignement Supérieur), installés à Montpellier, qui permettent la résolution de problèmes électromagnétiques de plus en plus complexes avec du temps de calcul de plus en plus courts. Pour ce travail, nous avons utilisé les calculateurs parallèles SGI Origin 3800 et IBM SP donc les caractéristiques principales sont les suivantes :

1.2.6.1 Serveur de calcul à architecture NUMA : SGI Origin 3800

- 768 processeurs R14000/500Mhz, 384 Go de mémoire,
- Puissance théorique totale : 768 Gflops.

1.2.6.2 Serveur de calcul à architecture SMP : IBM SP

- 29 noeuds SMP (NH2) à 16 processeurs, 464 processeurs Power3+/375 MHz, 16 Goctets par noeud,
- 4 noeuds SMP (NH2) 4 processeurs dédiés à la gestion des entrées/sorties,
- Espace de travail de 6 TBytes sur disques SSA (>250 Mcoctets/s),
- Programmation MPI et Open MP (intra-noeud),
- Performance crête : 1 Teraflops.

1.2.7 Organigramme de la méthode TLM

L'algorithme fondamental de la méthode TLM est représenté sur la **Figure 1.9** :

- **Fichier d'entrée** : géométrie de la structure, conditions aux limites, dimensions des cellules, pas temporel, position et amplitude de l'excitation.
- **Tensions incidentes** : calcul des impulsions de tensions incidentes.
- **Répartition** : obtention des impulsions de tension réfléchies en chaque noeud à partir de la matrice de répartition et des impulsions de tension incidentes.
- **Connexion** : obtention des nouvelles impulsions de tension incidentes à partir de la matrice de connexion et des impulsions de tension réfléchies par les noeuds voisins.

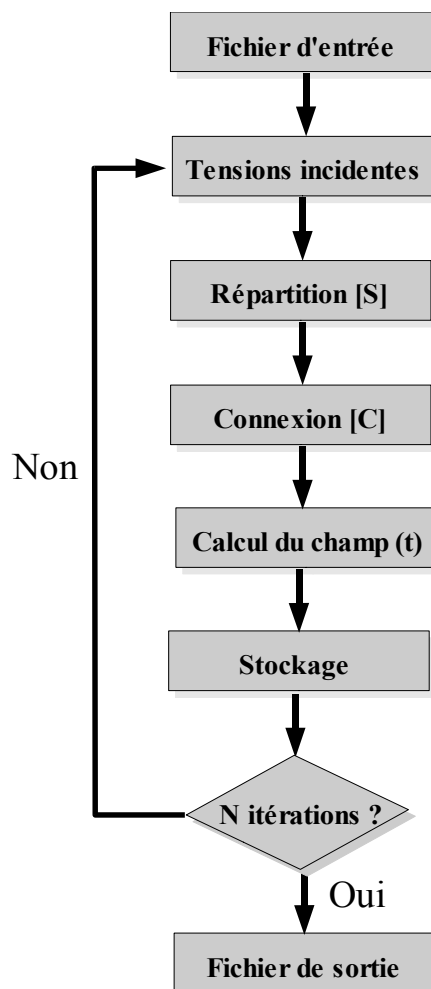


Figure 1.9 : Algorithme fondamental de la méthode TLM

- **Calcul du champ** : calcul des composantes du champ à partir des impulsions de tension incidentes en chaque noeud.
- **N itérations** : répétition durant le nombre d'itération nécessaire à la précision du résultat.
- **Fichier de sortie** : échantillons temporels correspondant aux composantes du champ électromagnétique prélevés aux points d'observation.

1.3 Détermination par la TLM des caractéristiques d'une antenne imprimée

Il est très connu que la détermination du spectre en fréquence donne des informations sur les différents modes de résonance propres à la structure étudiée. Nous rappellerons le principe de calcul de l'impédance d'entrée qui nous permettra d'évaluer la bande de fréquence à l'intérieur de laquelle l'antenne est susceptible de recevoir le maximum d'énergie fournie par le générateur. Enfin, nous détaillerons la procédure permettant de déterminer le diagramme de rayonnement de ces antennes.

1.3.1 Calcul de l'impédance d'entrée

La connaissance de l'impédance d'entrée d'une antenne permet d'évaluer la charge qui constitue la structure pour le générateur. On cherchera dans la plupart des cas à minimiser le coefficient de réflexion de l'antenne de façon à limiter l'éventuel retour du signal incident vers le générateur, retour qui contribue d'autant à atténuer l'énergie réellement absorbée par la structure rayonnante. L'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence permet en fait d'apprécier la bande de fréquence à l'intérieur de laquelle les réflexions indésirables sont faibles et tolérables.

Le calcul de l'impédance d'entrée à l'aide de la TLM peut se faire à partir de la visualisation des ondes stationnaires. Cela nécessite de simuler la ligne d'alimentation (qui peut-être une sonde coaxiale, une ligne micro-ruban ou une ligne CPW) sur une longueur suffisamment grande ($\geq 2\lambda$). Ceci implique des simulations nécessitant une grande taille mémoire. Pour éviter cette taille prohibitive, le calcul de l'impédance d'entrée se fera à partir

des tensions et courants obtenus dans un plan d'observation sur la ligne d'alimentation. Néanmoins, il est quand même nécessaire que ce plan d'observation soit situé à $\lambda/4$ de l'excitation et à $\lambda/4$ de la charge représentée par l'antenne afin d'éviter les perturbations apportées par les modes évanescents au voisinage de l'excitation et des discontinuités [17].

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons aux antennes imprimées alimentées par sonde coaxiale. Nous allons donc détailler ici les méthodes de calcul de l'impédance d'entrée pour ce type d'alimentation. Dans ces conditions, le calcul de l'impédance d'entrée se fait de la manière suivante :

1.3.1.1 Cas du maillage fin de la sonde coaxiale

Il s'agit de mailler tous les éléments d'une sonde coaxiale. Un exemple de calcul en TLM de l'impédance d'entrée de l'antenne imprimée alimentée par une sonde coaxiale est donné à la **Figure 1.10**. Dans cet exemple, il nous faut 4 mailles pour discrétiser l'âme centrale de la sonde, et 10 mailles pour discrétiser la zone diélectrique.

Dans le cas général, l'impédance à la position z dans la direction de propagation Oz est calculée de la façon suivante :

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)}$$

✓ La différence de potentiel $V(z)$ entre les conducteurs (II) et (I) est obtenue à partir du

$$\text{champ électrique : } V(z) = - \int_{(II)}^{(I)} E(l) dl$$

Les conducteurs (I) et (II) sont respectivement le noyau central et la peau extérieure de la sonde coaxiale. En regardant la **Figure 1.10**, la tension, pour ce cas, est calculée comme ci-dessous :

$$V(z) = E_{7y} \Delta l_{7y} + E_{21y} \Delta l_{21y} + E_{35y} \Delta l_{35y} + E_{49y} \Delta l_{49y} + E_{63y} \Delta l_{63y}$$

Où :

- E_{ij} correspond à la composante du champ électrique dans la cellule i selon la direction j .
- Δl_{ij} est la longueur de la cellule i selon la direction j .

✓ Le courant est calculé à partir du champ magnétique entourant du noyau central (I) :

$$I(z) = - \oint_{(I)} H(l) dl$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 I(z) = & H_{61x} \cdot \frac{\Delta l_{61x}}{2} + H_{62x} \Delta l_{62x} + \dots + H_{65x} \Delta l_{65x} + H_{66x} \cdot \frac{\Delta l_{66x}}{2} \\
 & + H_{66y} \cdot \frac{\Delta l_{66y}}{2} + H_{80y} \Delta l_{80y} + \dots + H_{122y} \Delta l_{122y} + H_{136y} \cdot \frac{\Delta l_{136y}}{2} \\
 & - H_{131x} \cdot \frac{\Delta l_{131x}}{2} - H_{132x} \Delta l_{132x} - \dots - H_{135x} \Delta l_{135x} - H_{136x} \cdot \frac{\Delta l_{136x}}{2} \\
 & - H_{61y} \cdot \frac{\Delta l_{61y}}{2} - H_{75y} \Delta l_{75y} - \dots - H_{117y} \Delta l_{117y} - H_{131y} \cdot \frac{\Delta l_{131y}}{2}
 \end{aligned}$$

Où :

- H_{ij} correspond à la composante du champ magnétique dans la cellule i selon la direction j .
- Δl_{ij} est la longueur de la cellule i selon la direction j .

A partir de la valeur de l'impédance $Z(z)$, on peut calculer le coefficient de réflexion au point $\rho(z)$ et le rapport d'ondes stationnaires ROS.

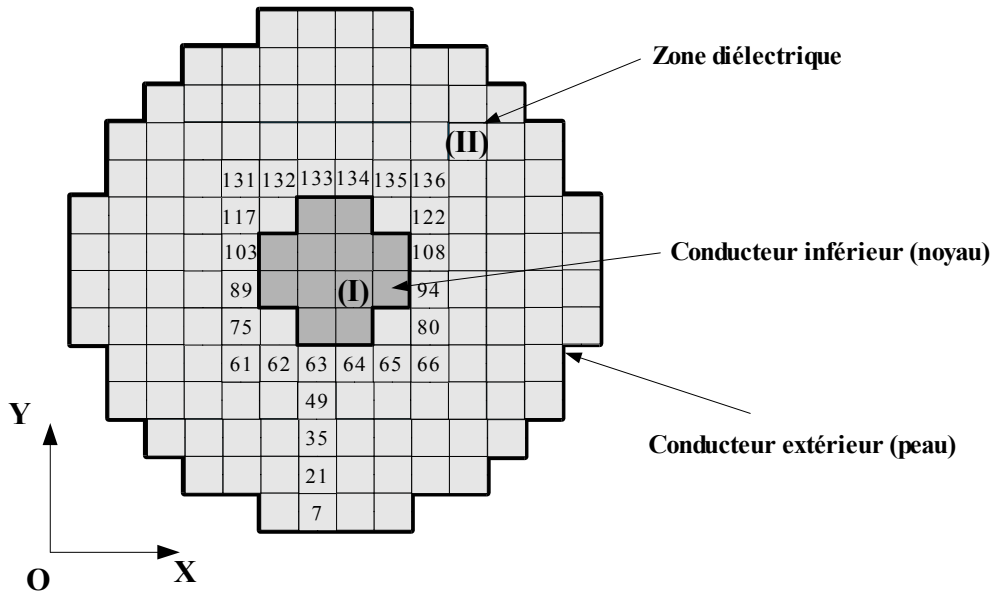


Figure 1.10 : Section droite, dans le plan XOY, de la sonde coaxiale

Cette procédure de maillage présente un inconvénient : il faut utiliser au moins 14 mailles x 14 mailles pour décrire correctement la sonde coaxiale. Cela implique des cellules de très faibles dimensions même dans les zones où il aurait été préférable de prendre

un maillage plus grossier satisfaisant à la condition $\Delta l < \frac{\lambda_{min}}{20}$. Donc le temps de calcul est augmenté.

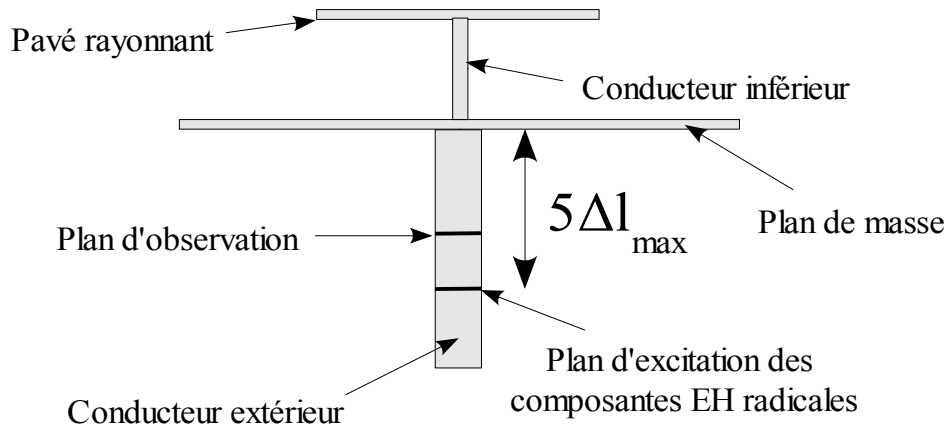


Figure 1.11 : Vue d'une côté du plan d'excitation des composantes EH radicales et du plan de sortie pour le calcul l'impédance

1.3.1.2 Cas du maillage grossier de la sonde coaxiale

Afin d'éviter le problème précédent, nous avons utilisé une nouvelle technique qui consiste à modéliser la sonde coaxiale par une maille et l'excitation par un générateur adapté sous forme d'élément localisé. Dans ce cas, 3 mailles x 3 mailles suffisent pour le calcul de l'impédance d'entrée (**Figure 4.7**). La comparaison de performance entre ces deux cas de maillage est présentée à l'annexe A.

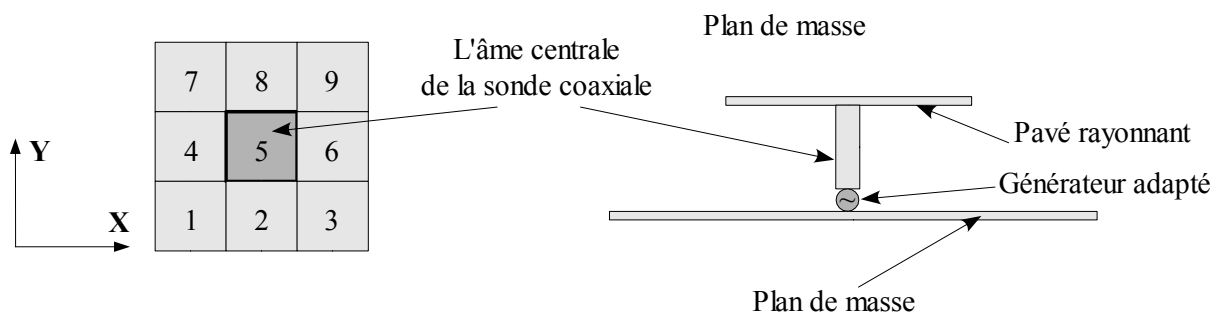


Figure 1.12 : Description du maillage du générateur de tension

En se basant sur le principe du cas précédent, la tension et le courant sont calculés par :

$$V(z) = E_{5y} \Delta l_{5y}$$

$$I(z) = H_{1x} \frac{\Delta l_{1x}}{2} + H_{2x} \Delta l_{2x} + H_{3x} \frac{\Delta l_{3x}}{2} + H_{3y} \frac{\Delta l_{3y}}{2} + H_{6y} \Delta l_{6y} + H_{9y} \frac{\Delta l_{9y}}{2} \\ - H_{7x} \frac{\Delta l_{7x}}{2} - H_{8x} \Delta l_{8x} - H_{9x} \frac{\Delta l_{9x}}{2} - H_{1y} \frac{\Delta l_{1y}}{2} - H_{4y} \Delta l_{4y} - H_{7y} \frac{\Delta l_{7y}}{2}$$

1.3.2 Calcul du diagramme de rayonnement

Nous serons amenés, dans cette étude, à observer le comportement du champ électromagnétique lointain émis par l'antenne. Le diagramme de rayonnement, qui caractérise ce comportement, permet d'apprécier l'évolution spatiale des composantes principale et croisée, et ainsi de caractériser les antennes.

La détermination du diagramme de rayonnement est une caractérisation fondamentale dans la mesure où la seule connaissance de l'impédance d'entrée ne suffit pas pour apprécier les qualités de rayonnement d'une structure quelconque.

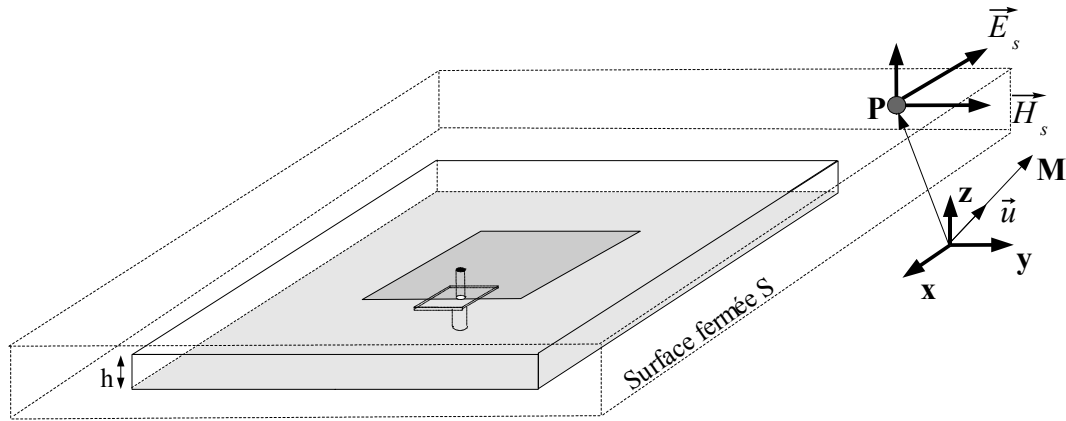


Figure 1.13 : Calcul du diagramme de rayonnement mettant en appliquant le principe d'équivalence

Le calcul du diagramme de rayonnement [18] se fait à partir du champ proche selon le principe d'équivalence de Huygens qui énonce que les champs électromagnétiques \vec{E} et \vec{H} à l'extérieur d'une surface fermée S peuvent être calculés à partir de la distribution des

champs électromagnétiques tangentiels sur la surface (**Figure 1.13**). Cela consiste à sauvegarder les composantes tangentiels en tous les noeuds de la surface d'un parallélépipède entourant complètement l'antenne.

La surface S est alors considérée comme le support de sources secondaires :

$$\vec{J}_s = \vec{n} \wedge \vec{H}_s \text{ et } \vec{M}_s = \vec{n} \wedge \vec{E}_s$$

On en déduit les potentiels vecteurs :

$$\vec{A} = \int_S \vec{J}_s \frac{e^{-ikr}}{4\pi r} e^{ik(\vec{OP} \cdot \vec{u})} ds \quad \text{et} \quad \vec{F} = \int_S \vec{M}_s \frac{e^{-ikr}}{4\pi r} e^{ik(\vec{OP} \cdot \vec{u})} ds$$

Les potentiels vecteurs donnent le champ électrique lointain :

$$\vec{E} = -ikZ_0 \left[(\vec{A} \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} - \frac{1}{Z_0} \vec{F} \wedge \vec{u} \right]$$

où :

- \vec{n} est vecteur unitaire perpendiculaire à la surface
- \vec{u} est vecteur unitaire le long de la direction d'observation
- k est la constante de propagation
- r est la distance entre le centre des coordonnées et le point d'observation M

De l'équation du champ électrique lointain ci-dessus, on déduit le module et la phase des composantes E_φ et E_θ qui nous donnent le diagramme de rayonnement de l'antenne.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, il a été fait un bref rappel sur les types d'antennes qui seront étudiées ultérieurement dans cette thèse. Nous avons ensuite présenté les concepts et les points fondamentaux de la méthode TLM. Enfin, nous avons introduit l'application de la méthode TLM pour déterminer l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de l'algorithme génétique, son principe et son fonctionnement ainsi que ses caractéristiques pour la conception et l'optimisation d'antennes ayant des formes différentes.

Chapitre 2 : Présentation des algorithmes génétiques

2.1 Introduction

Les problèmes d'optimisation préoccupent de plus en plus les chercheurs et les ingénieurs quels que soient leurs domaines d'études. On cherche en effet de plus en plus à minimiser les coûts de production, la taille des circuits électroniques...

La **Figure 2.1** présente les trois étapes d'un processus d'optimisation [19] : analyse, synthèse et évaluation. Tout d'abord, il convient d'analyser le problème et d'opérer un certain nombre de choix préalables :

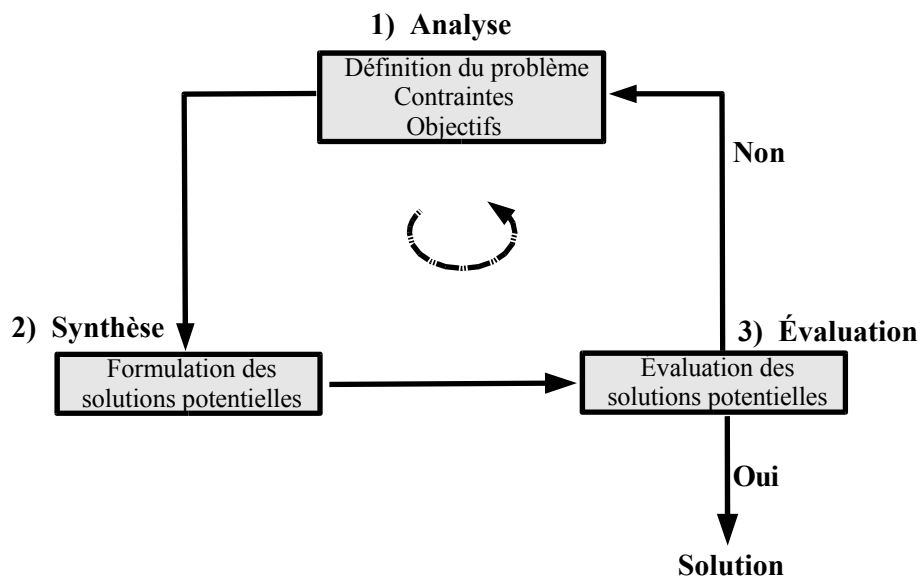


Figure 2.1 : Processus d'optimisation d'un problème

- **Variables du problèmes** : quels sont les paramètres intéressants à faire varier ?
- **Espace de recherche** : dans quelles limites faire varier ces paramètres ?
- **Fonctions objectif** : quels sont les objectifs à atteindre ?
- **Méthode d'optimisation** : quelle méthode choisir ?

Une fois effectués ces différents choix, la méthode choisie synthétise des solutions potentielles qui sont évaluées, éventuellement éliminées jusqu'à l'obtention d'une solution acceptable. Si nécessaire, le problème peut être redéfini à partir des solutions déjà obtenues.

2.2 Présentation des algorithmes d'optimisation

Avant de discuter des détails spécifiques de l'algorithme génétique (AG) et de ses applications, nous allons tout d'abord présenter la relation entre AG et les méthodes d'optimisation courantes et traditionnelles.

Selon la littérature [20], nous pouvons partager les méthodes d'optimisation en deux catégories. Celles qui permettent de déterminer un minimum local, ces méthodes sont appelées méthodes locales, et celles qui s'efforcent de déterminer un optimum global, ces méthodes sont appelées méthodes de recherche globale. La **Figure 2.2** illustre la classification entre les méthodes d'optimisation les plus communes.

L'algorithme génétique est un algorithme d'optimisation globale au même titre que le recuit simulé et la marche aléatoire, alors que le gradient conjugué, les méthodes de quasi-Newton ou les méthodes simplex sont des techniques d'optimisation locale.

Le principe d'une méthode d'optimisation locale est le suivant : à partir d'une solution de départ x_0 , considérée temporairement comme étant la valeur minimale x_{min} , on engendre par transformations élémentaires une suite finie voisine. Parmi les méthodes locales, on peut distinguer celles qui utilisent l'évaluation d'une fonction spécifique comme les algorithmes de Nelder et Mead et celles où il faut calculer la dérivée de cette fonction comme la méthode de gradient conjugué. Leur principe est basé sur la connaissance (ou l'estimation) de la dérivée de la fonction spécifique en chacun des points de l'espace d'état. Ces méthodes ont pour point commun des déplacements déterministes dans l'espace d'état.

Il existe plusieurs différences entre les méthodes locales et globales :

- Le résultat d'une méthode locale dépend du point de départ ou des conditions initiales, ce qui n'est pas le cas en théorie pour une étude globale.
- Les méthodes globales sont plus robustes face à des problèmes mal-conditionnés, en particulier lorsque l'espace des solutions comporte des discontinuités ou des contraintes

sur les paramètres et surtout un grand nombre de minima locaux.

- Les méthodes locales sont généralement efficaces pour résoudre de façon quasi-exacte des problèmes de petites tailles dans lesquels une seule solution optimale existe.

Les méthodes globales sont avantageuses pour les cas complexes (temps de calcul important, nombreux optima locaux, fonctions non dérivables...). Elles permettent d'explorer l'espace de recherche plus facilement.

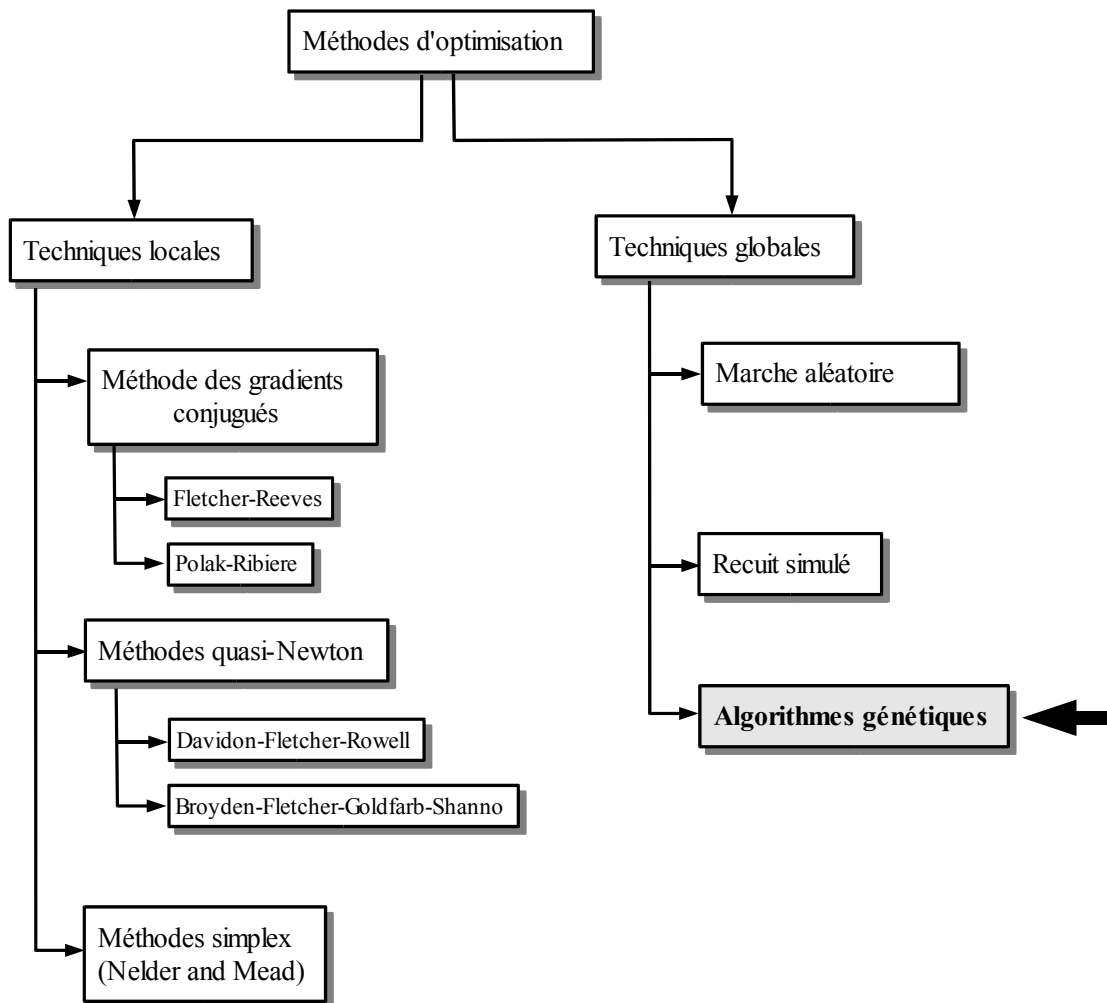


Figure 2.2 : Classification des techniques d'optimisation

Pour la plupart des problèmes, l'objectif est de trouver la meilleure solution. Les méthodes globales sont particulièrement utiles lors de traitement des nouveaux problèmes dont la nature de l'espace de solution est relativement inconnue.

Parmi les techniques d'optimisation globales, les algorithmes génétiques sont spécialement bien adaptés à la diversité des problèmes rencontrés en électromagnétisme. Les algorithmes génétiques sont considérablement plus efficaces et convergent de façon plus rapide contrairement aux algorithmes d'optimisation basés sur la marche aléatoire ou le recuit simulé [20]. En plus, elles sont facilement programmables et d'utilisation aisée lors de l'exécution.

Une comparaison qualitative des caractéristiques générales [20] entre les méthodes des gradients conjugués (GC), de la marche aléatoire (MA) et de l'algorithme génétique (AG) est représentée dans le **Tableau 2.1**.













	GC	MA	AG
Optimisation globale			
Fonctions des objets discontinues			
Fonctions des objets non-différentielles			
Vitesse de convergence			

Tableau 2.1 : Comparaison qualitative entre les méthodes d'optimisation

2.3 Algorithmes génétiques

2.3.1 Principes généraux

L'évolution biologique a engendré des systèmes vivants autonomes extrêmement complexes qui peuvent résoudre des problèmes relativement difficiles, tels que l'adaptation continue à un environnement complexe, incertain et en constante transformation. Pour cela, les êtres vivants supérieurs, comme les mammifères, sont pourvus de capacités inégalées de reconnaissance de formes, d'apprentissage et d'intelligence. La grande variété des situations auxquelles la vie s'est adaptée laisse penser que le processus de l'évolution est capable de résoudre de nombreuses classes de problèmes. Autrement dit, il se caractérise par sa robustesse. Les caractéristiques héréditaires d'un être vivant dépendent exclusivement de son patrimoine génétique, ou génotype, constitué d'un ensemble de gènes. Ceux-ci codent des éléments du phénotype tels que : la couleur des yeux de la mouche drosophile, la taille de ses ailes... Ces gènes sont eux-mêmes formés de longues séquences spécifiques de quatre nucléotides, dont le rôle est similaire à celui d'un alphabet de quatre symboles. Ainsi, il existe une étape de décodage du génotype pour constituer le phénotype. Ce dernier subit au cours de la vie d'éventuelles modifications dues à l'environnement. L'évolution des êtres vivants ne dépend principalement donc que de l'évolution de leurs génotypes.

Dans le domaine des algorithmes génétiques, les "phénotypes" sont des solutions, plus ou moins performantes, à un problème posé. Chaque solution est construite à partir d'un "génotype" constitué d'une chaîne de symboles (un chromosome) appartenant à un alphabet à priori de petite taille. Le symbole est aux algorithmes génétiques ce que le gène est à la génétique naturelle. Une étape de décodage est nécessaire pour obtenir la solution associée à une chaîne de symboles. L'ensemble "chaîne de symboles" et "solution associée" définissent un individu. L'ensemble des individus traités simultanément par l'algorithme génétique constitue une population.

Les chromosomes, ou génotypes, évoluent sous l'action des opérateurs génétiques, qui sont inspirés de la génétique naturelle. Ils sont dénommés "opérateurs de recherche" ou "opérateurs de reproduction". Le croisement consiste à obtenir un ou deux nouveaux génotypes en combinant les génotypes d'une paire d'individus parents. C'est

l'opérateur sous-jacent à la reproduction sexuée. La mutation revient à changer avec une faible probabilité un ou plusieurs symboles d'un individu. En dehors de ces deux opérateurs de recherche classiques, il en existe d'autres inspirés ou non de la génétique naturelle [21-22].

La qualité d'une solution est représentée par une valeur dite "coût", dénommée "*fitness*" en terminologie anglo-saxonne. C'est-à-dire qu'il existe une phase d'évaluation de chaque solution à l'aide d'une fonction coût dépendant du problème à résoudre. La sélection consiste ensuite à choisir des individus pour la reproduction, d'autant plus souvent que leur valeur coût est importante.

Afin de mieux comprendre comment un algorithme génétique peut être appliqué dans le cas de l'optimisation des antennes, nous allons traiter un exemple de faible difficulté. Il s'agit de chercher les coordonnées du point d'alimentation placé sur le pavé rayonnant d'une antenne imprimée. Dans ce cas, l'objectif est double, c'est-à-dire, l'optimisation de l'abscisse et de l'ordonnée (soit deux paramètres de forme phénotypique).

Supposons que ces paramètres varient dans l'intervalle [1-8 mm] soit [000-111] en binaire, et que chacun d'eux soit considéré comme un nombre entier, il existe alors 8 possibilités. En faisant appel à un codage binaire, il est nécessaire d'utiliser 3 bits pour coder ce paramètre. La représentation d'une solution est, par exemple, donnée par : abscisse = 010, ordonnée = 100 noté 010100 (paramètres de la forme de génotype). En décodant cette chaîne de bits, nous obtenons pour l'abscisse une valeur de 3 et pour l'ordonnée de 5. La **Figure 2.3** représente un exemple de liaison entre les génotypes et les phénotypes. Ainsi, chaque chromosome est constitué de 2 gènes (2 paramètres à optimiser).

De façon succincte, les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : croisements, mutations, sélection... Les algorithmes génétiques ont déjà une histoire relativement ancienne puisque les premiers travaux de John Holland sur les systèmes adaptatifs remontent à 1962 [23]. L'ouvrage de David Goldberg [21] et de Z. Michalewicz [24] a largement contribué à les vulgariser.

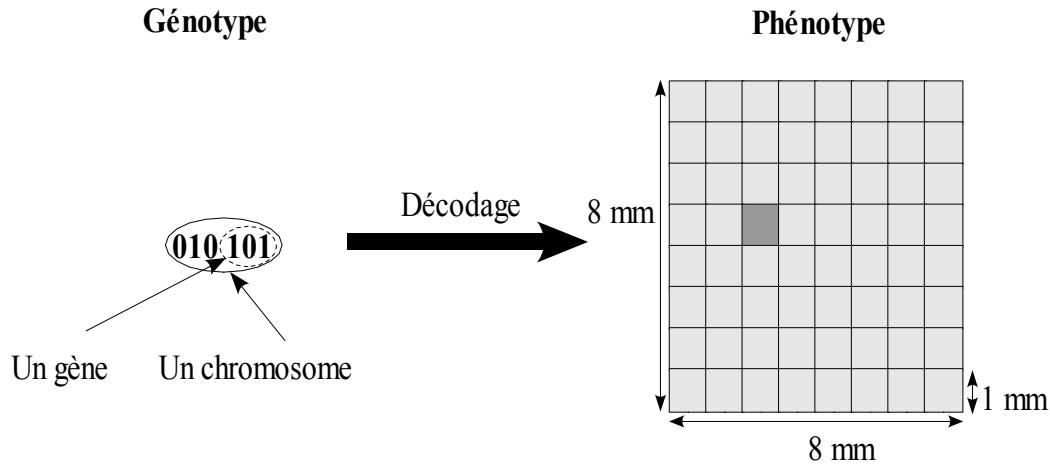


Figure 2.3 : Exemple de liaison entre génotype et phénotype

Un algorithme génétique recherche le ou les extrema d'une fonction coût, par exemple le coefficient de réflexion (l'adaptation) de l'antenne, définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, nous devons disposer des cinq éléments suivants :

1. un principe de représentation (codage) des variables à optimiser. Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire est le plus utilisé [24].
2. un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène, c'est-à-dire, des individus bien répartis dans leurs espaces de variation, qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où rien n'est connu du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche.
3. une fonction coût. Celle-ci permet d'évaluer la qualité ou la performance d'un individu.
4. des opérateurs génétiques. Ils permettent de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états.
5. des paramètres dimensionnels : taille de la population, nombre total de générations ou

critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

Le principe général du fonctionnement d'un algorithme génétique se résume aux différents éléments présentés ci-dessous :

1. générer aléatoirement une population de chromosomes
2. décoder chacun de ces chromosomes afin d'obtenir un individu
3. faire évoluer la fonction coût de chaque individu
4. reproduire la nouvelle génération, dont une partie par la copie (clonage), l'autre par la recombinaison et la mutation des chromosomes associés aux individus adaptés
5. itérer les étapes 2, 3 et 4 jusqu'à ce que la condition d'arrêt soit vérifiée

La **Figure 2.4** illustre le cycle d'évolution d'un AG. Une population initiale permet de sélectionner les parents. A partir de ces derniers, les descendants seront créés et remplacés dans la population comme une nouvelle génération.

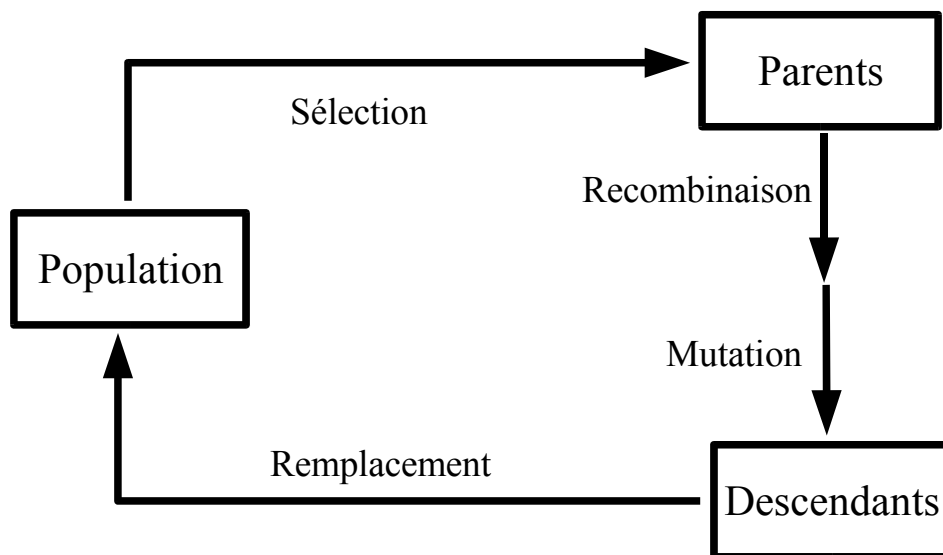


Figure 2.4 : Cycle d'évolution de l'AG

Quelques remarques sur la relation entre le monde génétique et le domaine physique sont représentées au **Tableau 2.2**.

Nous allons maintenant détailler les points concernant le processus d'optimisation par AG.

Génétique	Physique
Génotype (Chromosome)	Une chaîne de la solution d'essai constitué de gènes
Gène	Codage du paramètre à optimiser
Phénotype	Ensemble des paramètres optimisés caractérisant une antenne
Individu	Solution à un problème
Population	Ensemble des chromosomes
Génération	Populations créées successivement (itérations de AG)
Parent	Membre de la génération courante
Enfant	Membre de la génération suivante
Coût	Qualité d'une solution
Croisement et Mutation	Opérateurs de recherche pour faire évoluer la solution
Sélection naturelle	Réutilisation des bonnes (sous-)solutions

Tableau 2.2 : Vue ensemble sur la liaison de génétique et physique

2.3.2 Représentation

La première étape dans le processus d'un AG est de définir puis de représenter (coder) d'une façon convenable le problème. A chaque paramètre (ou variable) à optimiser x_i du problème (antenne à étudier), nous faisons correspondre un *gène*. Nous appelons *chromosome* un ensemble de gènes. Chaque dispositif (*phénotype*) est représenté par un *individu* doté d'un *génotype* (chromosome). Un individu est donc représenté par son génotype (génome). En plus le génotype est le "programme" capable de produire un individu (ou phénotype). Nous appelons *population* un ensemble de N individus que nous allons faire évoluer.

Les AG interviennent sur le codage de l'ensemble des paramètres plutôt que le codage de chaque paramètre.

De façon générale, le choix d'une représentation dépend :

- du problème à résoudre
- de la manière dont les individus seront évalués
- du choix des opérateurs génétiques

Il y a souvent plusieurs représentations possibles [24] :

- représentation discrète
- représentation à valeurs réelles
- représentation à séquences ordonnées
- représentation par arbre

Dans le contexte d'optimisation des formes d'antenne, les approches conventionnelles consistent essentiellement à faire varier les paramètres associés à l'antenne tels que la forme du pavé rayonnant, la configuration topologique de fentes, la position du point d'alimentation... Nous nous sommes donc intéressés au type de représentation discrète. Un individu est alors représenté par un ensemble de valeurs discrètes (binaires, caractères, entières, etc). Afin d'illustrer notre application de représentation, nous allons présenter les deux types de codage suivants.

2.3.2.1 Codage à deux états

Ce type de codage est appliqué dans la recherche de forme du pavé rayonnant d'une antenne. L'idée principale est de se baser sur les caractéristiques des méthodes numériques analytiques comme la méthode TLM, FDTD ou encore la méthode des moments qui discrétisent l'élément rayonnant par des mailles.

Au regard de l'optimisation, les chromosomes sont simplement les chaînes de caractères représentées par des lettres alphabétiques ou par des chiffres (un ou zéro...). Un tel caractère est considéré comme un gène et représente la présence ou l'absence de subdivisions métalliques dans la structure du pavé rayonnant. L'association spécifique entre les gènes et les subdivisions métalliques est définie par une cartographie arbitraire afin d'adapter facilement le problème. Dans la plus simple transformation du problème physique au problème à optimiser, le caractère "zéro" représente l'absence d'une subdivision métallique donnée tandis que le caractère "un" représente la présence de cette subdivision métallique.

La **Figure 2.5** illustre la cartographie entre une partie du pavé rayonnant de l'antenne et une chaîne de caractères "1" et "0". Les gènes sont de simples bits dans lesquels "1" indique la présence de métal et "0" l'absence de métal.

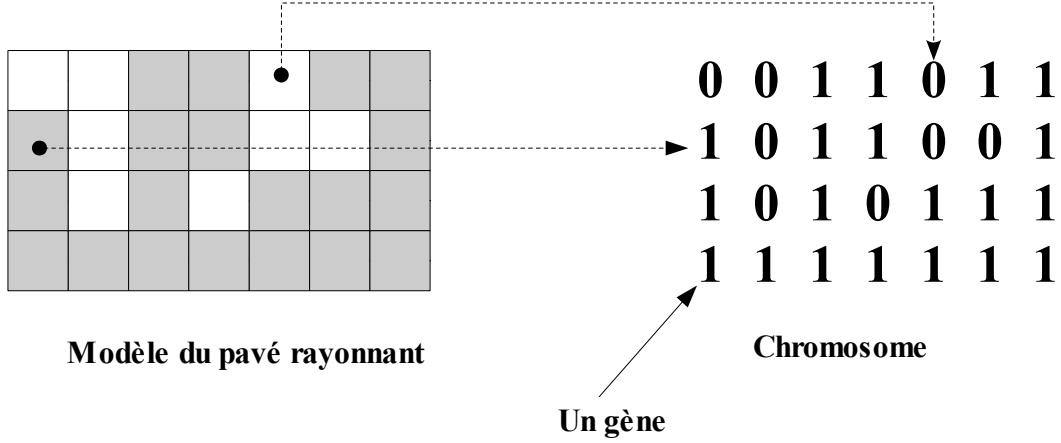


Figure 2.5: Relation entre un problème physique (phénotype) et le chromosome (génotype) pour le codage à deux états

2.3.2.2 Codage binaire

Un des avantages du codage binaire est que l'on peut ainsi facilement coder toutes sortes de variables à optimiser : des réels, des entiers, des chaînes de caractères... et permettre de créer les opérateurs de croisement et de mutation simple.

Ce type de codage binaire sera souvent utilisé dans cette thèse, puisque notre étude sera appliquée à la recherche de forme de pavé rayonnant, de position de point d'alimentation et (ou) de dimensions de plan de court circuit, ... Les variables à optimiser sont donc des nombres entiers. Cela nécessite simplement l'usage de fonction de codage et décodage pour passer d'une représentation à l'autre.

Rappelons que les variables sont supposées entières. Nous considérons un espace de recherche fini :

$$x_{kmin} \leq x_i \leq x_{kmax} \quad \forall k \in [1; N_{espace}]$$

Nous sommes donc amenés à rencontrer trois possibilités décrites de la façon suivante :

- si x_k varie dans l'intervalle $[M; M+2^N-1]$, nous pouvons l'encoder, à partir d'une représentation d'une chaîne binaire $[b_1, ..., b_N]$ sur N bits où $b_i \in [0, 1]$, tels que :

$$x_k = M + \sum_{i=1}^N b_i 2^{i-1}$$

- si x_k se déplace dans l'intervalle $[M; M+L-1]$ et il n'est pas possible de définir L tel que N pour $L = 2^N$. Dans ce cas, nous acceptons de prendre $N = \lceil \log_2(L) + 1 \rceil$ et calculons

$e_{10} = [b_1, \dots, b_N]_{10}$ (e_{10} est la valeur décimale de chaîne binaire $[b_1, \dots, b_N]$). Ainsi, la valeur de décodage est suivante :

$$x_k = M + \left\lfloor \frac{e_{10}}{2^N - 1} (L - I) \right\rfloor$$

A titre d'exemple, nous allons voir comment ce codage peut être utilisé pour optimiser une fente gravée sur un pavé rayonnant d'une antenne imprimée classique (**Figure 2.6**). Ils s'agit donc d'optimiser les quatre paramètres de la fente représentés par :

- l'abscisse de O(p_1)
- l'ordonnée de O(p_2)
- la longueur OA(p_3)
- la largeur OB(p_4)

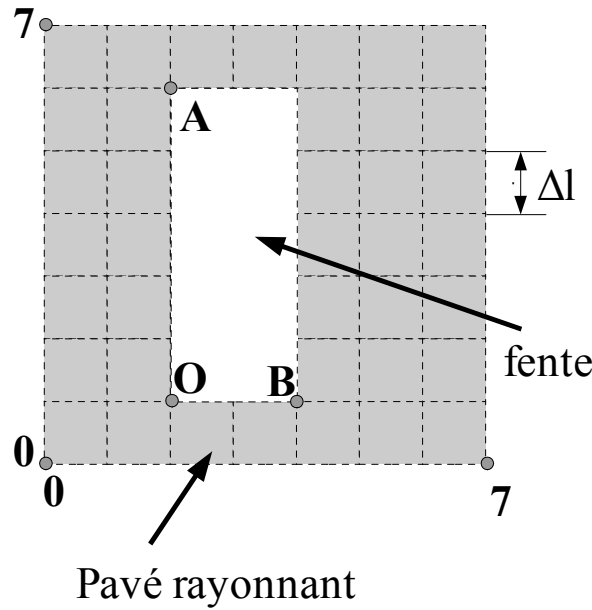


Figure 2.6 : Exemple du codage binaire

Si le pavé rayonnant est discrétisé par 7 mailles x 7 mailles, alors ces quatre variables varient suivant les valeurs indiquées dans le **Tableau 2.3**.

Variable	Intervalle	Nbr. bits pour coder	Valeur entière	Codage en binaire
p_1	[0; 7]	3	2	010
p_2	[0; 7]	3	1	001
p_3	[0; 7]	3	5	101
p_4	[0; 7]	3	2	010

Tableau 2.3 : Espace de recherche des variables

2.3.3 Fonction coût

Les grandeurs à optimiser peuvent être par exemple l'adaptation, la consommation, le rendement, le diagramme de rayonnement, le coût de fabrication, etc. Un algorithme d'optimisation nécessite généralement la définition d'une fonction rendant compte de la pertinence des solutions potentielles, à partir des grandeurs à optimiser. Il s'agit de la fonction coût (*fitness function* en terminologie anglo-saxonne) qui est une liaison entre le problème physique et le processus d'optimisation AG. La fonction coût est un outil permettant d'exprimer le but de l'optimisation, et représente le moyen pour développer la population. Mais, l'algorithme convergera vers un optimum de cette fonction, quelle que soit sa définition. La pertinence de la solution dépendra donc de l'importance de la "question" posée à l'ordinateur. La fonction coût doit traduire en langage mathématique le désir de l'utilisateur.

L'objectif de notre travail est d'optimiser la forme d'antenne. L'évaluation des individus est réalisée, à l'aide de la méthode TLM, par le calcul d'un ou plusieurs objectifs décrits ci-dessous :

- soit minimisation du coefficient de réflexion ($|S_{11}|_{dB}$) pour un point de fréquence
- soit minimisation de la moyenne du coefficient de réflexion pour une bande de fréquence ou plusieurs bandes de fréquences
- soit minimisation de la différence entre le diagramme de rayonnement spécifié et celui calculé
- soit minimisation de la combinaison entre le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement souhaité...

Dans le cadre de cette thèse, nous nous concentrerons sur le niveau d'adaptation de l'antenne à optimiser. Pour cela, l'étude sera orientée sur la minimisation du coefficient de

réflexion pour une bande de fréquence ou plusieurs bandes de fréquences.

2.3.3.1 Objectif unique

Dans le cas d'un objectif unique, la définition de la fonction coût ne pose généralement pas de problème. Par exemple, si nous nous fixons comme objectif de trouver une antenne dont le coefficient de réflexion ($|S_{11}|_{dB}$) est minimal, soit sa valeur absolue est maximale dans une bande de fréquence, alors cette fonction coût s'exprimera sous la forme:

$$coût = \left| \frac{\sum_{n=1}^N |S_{11}(n)|_{dB}}{N} \right|$$

où N représente le nombre de points de fréquence analysés par la méthode TLM dans la bande de fréquence étudiée. Chaque point de fréquence correspond à une valeur de $|S_{11}|_{dB}$. Afin d'assurer une adaptation totale dans la bande de fréquence désirée, nous imposons le critère suivant $|S_{11}|_{dB} = -10$ dB pour tout $|S_{11}|_{dB}$ étant inférieur à -10 dB. Dans le cadre de ce travail, nous utilisons des fonctions coût variant sur l'intervalle [0 ; 10]. La valeur maximale de cette intervalle 10 correspond à une solution parfaite et la valeur minimale 0 à une solution totalement inadaptée.

2.3.3.2 Objectifs multiples

Les problèmes d'optimisation doivent souvent satisfaire des objectifs multiples, dont certains sont concurrents. Une méthode classique consiste à définir des fonctions coût f_i , traduisant chaque objectif à atteindre, et à les combiner au sein de la fonction coût. On établit ainsi un compromis. Le plus simple est de se ramener à une somme pondérée des fonctions coût [25] :

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n$$

où N est le nombre de sous-fonctions coût, et les poids α_i doivent être tels que la fonction coût f reste bornée dans l'intervalle [0 ; 10].

Remarquons que le choix de α_i doit tenir compte de certaines contraintes du problème. C'est l'utilisateur qui fixe convenablement les poids α_i . Le choix de ces coefficients influence typiquement sur la vitesse de la convergence. Dans notre application, nous voulons

maximiser la valeur absolue de $|S_{11}|_{dB}$ sur plusieurs bandes de fréquences différentes tout en gardant la même propriété sur chaque bande. De ce fait, les poids sont choisis par une valeur $1/N$, ex. pour l'optimisation d'une antenne bi-bande :

$$f = 0,5 f_1 + 0,5 f_2$$

2.3.4 Génération de la population initiale

Après avoir donné une description de la représentation et une définition de la fonction coût, il nous faut maintenant aborder comment est générée une population initiale. Si l'on n'a aucune idée de la population proche de l'optimum dans l'espace de recherche, on génère aléatoirement des individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace de recherche en veillant à ce que les individus produits respectent les limites de l'espace de recherche [26]. Si par contre, on dispose d'informations a priori sur le problème nous indiquant un sous-domaine contenant un ou plusieurs bons candidats, ou si ce sous-domaine présente des avantages, il faut alors générer les individus dans ce sous-domaine afin d'accélérer la convergence. Dans l'hypothèse où l'objectif final est trop difficile à atteindre, on peut tenir compte des contraintes en les incluant dans le critère sous forme de pénalités. Ainsi, un individu qui viole une contrainte se verra attribuer un mauvais critère et sera donc éliminé par le processus de sélection. Il faut alors faire très attention avec ce système de prise en compte des contraintes par pénalité car l'algorithme génétique risque de passer son temps à éliminer les individus qui violent les contraintes sans optimiser ceux qui respectent dans la mesure où ces derniers sont trop peu nombreux. On risque alors de fournir une solution admissible comme résultat de l'optimisation mais qui peut être éloignée de l'optimum. Il faut donc que la violation de contrainte soit un événement rare pour que la sélection puisse jouer pleinement son rôle.

En ce qui concerne la représentation binaire aléatoire, les bits "0" et "1" sont générés avec un seuil de probabilité de 0,5.

2.3.5 Opérateurs génétiques

Les opérateurs génétiques sont appliqués à une population initiale de façon à produire, dans le temps, des populations successives de qualité. Nous étudierons dans cette section les quatre opérateurs génétiques de base : la sélection, le croisement, la mutation et l'élitisme.

2.3.5.1 Principes de sélection

A l'inverse d'autres techniques d'optimisation, les algorithmes génétiques n'ont pas besoin de connaître ou d'estimer la dérivée de la fonction coût, ce qui rend leur domaine d'application plus vaste. Pour appliquer une sélection, il suffit donc de connaître pour chaque individu la valeur d'un critère.

La sélection, comme son nom l'indique, permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. Elle est une opération dans le but de la reproduction. La sélection introduit l'influence de la fonction coût au processus d'optimisation de l'AG. La sélection est donc un processus selon lequel des chaînes de la population globale sont choisies suivant leur valeur de la fonction coût qu'on désire maximiser ou minimiser. Elle doit utiliser le coût de l'individu donné puisque le coût est considéré comme la mesure de la qualité d'un individu. Plus la valeur de la fonction coût est élevée, plus cette chaîne a des chances d'être sélectionnée pour la reproduction. Cependant, il n'est pas vraiment nécessaire que la sélection soit basée uniquement sur le choix du meilleur individu car le meilleur individu n'est peut-être pas très rapproché de la solution optimale. Dans ce cas, les individus malchanceux doivent avoir la possibilité d'être sélectionnés pour assurer que les gènes portés par ces individus malchanceux ne soient pas perdus. Cette perte peut entraîner une solution prématurée et non-convenable. Dans certaines mise en oeuvre, la sélection implique le mécanisme de liaison du coût d'un individu et la moyenne du coût de la population. Généralement, la sélection facilite la reproduction d'individus créant des individus convenables.

Plusieurs stratégies de sélection ont été développées et présentées pour l'optimisation par AG [20, 22 et 24]. Ces stratégies sont généralement de nature stochastique ou déterministe. Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes attachés à tester et à faire

évoluer les deux principes de sélection suivants :

➔ **Sélection par la proportionnalité du coût (SPC)**

Cette méthode est une sélection de type stochastique. Elle est souvent utilisée dans l'AG binaire.

Considérons que f_i est la fonction coût de l'individu i , et $f_{moy} = \frac{1}{N} \sum_j f_j$ la moyenne de la fonction coût d'une population. Dans ce cas, l'individu i est sélectionné pour la reproduction avec une probabilité :

$$p_i = \frac{f_i}{\sum_j f_j} = \frac{f_i}{f_{moy} N}$$

La sélection par la proportionnalité du coût peut être mise en oeuvre avec l'algorithme de la roulette de casino (*roulette-wheel*). Dans cet algorithme, chaque individu occupe un secteur sur la roulette dont l'angle est proportionnel à son indice de qualité p_i (**Figure 2.7**). Un individu est considéré comme bon lorsqu'il aura un indice de qualité élevé. Ainsi, un large secteur sur la roulette le conduira à être sélectionné avec une plus grande chance.

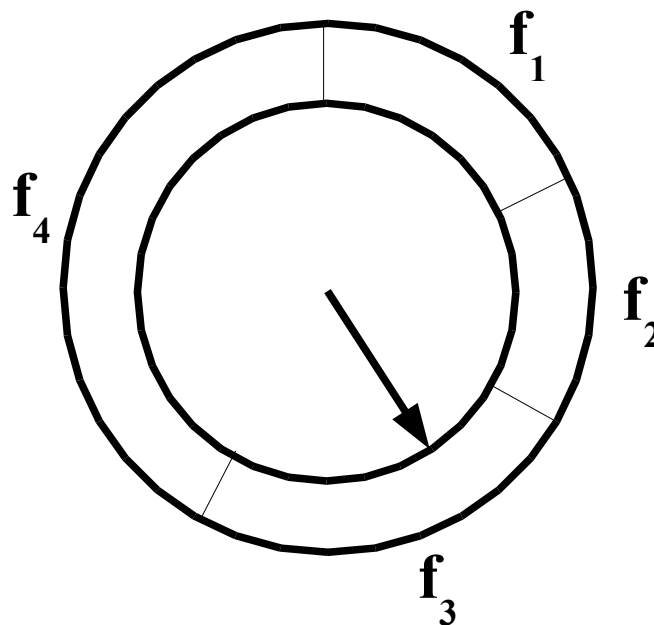


Figure 2.7 : Mécanisme de sélection SPC représenté par la roulette de casino

La meilleure façon de mettre en oeuvre le mécanisme de sélection SPC est de

choisir un nombre aléatoire réel $r \in \left[0, \sum_{j=1}^N f_j\right]$. L'individu i est alors sélectionné si :

$$\sum_{j=1}^{i-1} f_j \leq r < \sum_{j=1}^i f_j,$$

où $\sum_{j=1}^0 f_j = 0$ par la convention et $i \in [1; N]$

Ex. si $N = 4$, $f_1 = f_2 = 10$, $f_3 = 15$, et $f_4 = 25$, donc $\sum_{j=1}^N f_j = 60$ et $r \in [0, 60]$.

Pour une valeur aléatoire $r = 23,5$ par exemple, l'individu ayant le numéro 3 est sélectionné comme indiqué dans le **Tableau 2.4**.

Nombre aléatoire	i	Test	Résultat	Individu choisi
	1	$0 \leq 23,5 < 10$	Faux	
	2	$10 \leq 23,5 < 20$	Faux	
r = 23,5	3	$20 \leq 23,5 < 35$	Vrai	i = 3
	4	$35 \leq 23,5 < 60$ non-nécessaire	Faux	

Tableau 2.4 : Exemple de SPC

Dans l'AG conventionnel, les populations ne peuvent pas augmenter ou rétrécir. Ainsi, N individus sont sélectionnés pour la reproduction. Par conséquent, le nombre de

copies attendues de chaque individu dans le groupe d'accouplement est : $N_i = p_i N = \frac{f_i}{f_{moy}}$

N_i est souvent un nombre réel. Le nombre de copies effectif (un entier) peut varier autour de N_i . Les individus avec la fonction coût f_i supérieure à f_{moy} ont tendance à avoir plus d'une copie dans le groupe d'accouplement; les individus au-dessous de la moyenne ont tendance à ne pas être copiés.

La SPC rencontre des problèmes tels que :

- une convergence prématurée : supposons qu'un individu avec $f_i \gg f_{moy}$ mais $f_i \ll f_{max}$ soit produit dans les premières générations. Alors $N_i \gg 1$ et les gènes d'un tel individu sont

rapidement répartis sur une large étendue de la population. A ce niveau, la recombinaison ne peut pas générer de nouvelles solutions (seulement la mutation)

- une stagnation : vers la fin de la simulation, tous les individus ont tendance à avoir des valeurs de fonction coût relativement similaires, c'est-à-dire $\forall i \ f_i \approx f_{max}$. Dans ce cas $N_1 \approx \dots \approx N_N \approx 1$, ce qui entraîne très faible pression sélective. Par conséquent, les solutions très proches de la solution optimale sont légèrement favorisées face à cette solution optimale

➔ Sélection par tournoi

Comme son nom l'indique, ce principe de sélection effectue un tournoi entre les individus. On commence par créer une population de dimension N contenant l'ensemble des indices des individus avec les coûts associés (**Tableau 2.5**).

Indices population	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Individus	i_1	i_2	i_3	i_4	i_5	i_6	i_7	i_8	i_9	i_{10}
Coûts	3,2	0,5	0,2	1,5	2,5	0,3	0,2	0,4	1,5	0,3

Tableau 2.5 : Distribution des individus selon leur coût

Les éléments de cette population sont ensuite brassés aléatoirement et une sous-population de K individus ($K < N$) est ensuite choisie. Puis, les individus de cette sous-population sont comparés au regard de leur fonction coût. L'individu dans cette sous-population avec le plus grand coût gagne ce tournoi et devient l'individu sélectionné. Le processus est répété jusqu'à l'obtention d'une nouvelle population de N individus (**Tableau 2.6**).

Indices population	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Sous-population	$i_1 \text{ et } i_6$	$i_2 \text{ et } i_5$	$i_3 \text{ et } i_7$	$i_1 \text{ et } i_5$	$i_8 \text{ et } i_{10}$	$i_4 \text{ et } i_9$	$i_5 \text{ et } i_8$	$i_2 \text{ et } i_6$	$i_3 \text{ et } i_9$	$i_1 \text{ et } i_2$
Individu choisi	i_1	i_5	i_3	i_1	i_8	i_4	i_5	i_6	i_9	i_1

Tableau 2.6 : Exemple de sélection par tournoi avec K=2 et N=10

Ce mécanisme de sélection possède les avantages suivants :

- une convergence non prématurée
- aucune stagnation
- reproduction naturelle

2.3.5.2 Opérateur de croisement

Le croisement est le processus selon lequel une partie des gènes de deux chaînes élues sont interchangés. Pour exécuter le croisement, des individus du groupe de reproduction sont accouplés au hasard. Donc on peut dire que l'opérateur de croisement accepte deux parents et génère un (ou deux) enfant(s). Le croisement est appliqué à la population des individus avec une probabilité constante p_c . Cette probabilité nous permet d'avoir un nombre de chromosomes espérés de $p_c \cdot N_{pop}$ ayant subi l'opération de croisement (N_{pop} étant la taille de la population). Le choix de p_c est généralement très vaste et dépend de chaque application. Typiquement, la probabilité p_c varie dans l'intervalle 0,5-0,9 [22 et 24].

Plusieurs types de croisement ont été développés. Le plus simple est le croisement en un point (mono-croisement). On peut rencontrer des AG avec un croisement en deux points (double-croisement). On peut également utiliser le croisement uniforme (ou le croisement multi-point) [27].

→ Le croisement en un point

Pour chaque chromosome du groupe de reproduction, le processus de croisement peut être implanté de la façon suivante :

- générer un nombre aléatoire r dans l'intervalle $[0; 1]$
- si $r < p_c$, sélectionner ce chromosome pour le croisement

Les chromosomes sélectionnés sont ensuite accouplés aléatoirement : pour chaque paire de chromosomes de longueur d (d étant le nombre de bits dans un chromosome), un nombre entier aléatoire k (k indique la position du point de croisement) est généré entre 1 et $(d-1)$. Deux nouvelles chaînes sont créées en échangeant tous les caractères entre les positions $(k+1)$ et d de chaque chaîne de la paire considérée. Les nouvelles chaînes peuvent être différentes de leurs parents. Cependant, ce croisement n'aura aucune conséquence si les parents possèdent des bits de valeur identique aux mêmes positions.

A titre d'exemple, soit les chromosomes A_1 et A_2 définis comme suit :

$$A_1 = 101010 \downarrow 1010$$

$$A_2 = 111000 \downarrow 1110$$

Les deux chaînes ont une longueur $d = 10$ et pour alphabet $\{0, 1\}$. Le symbole \downarrow représente l'endroit à partir duquel aura lieu le croisement, ici la position $k = 6$. Après croisement, nous obtiendrons les deux chaînes suivantes:

$$A_1' = 101010 \downarrow 1110$$

$$A_2' = 111000 \downarrow 1010$$

Nous pouvons remarquer que, dans ce cas-ci, le croisement n'a affecté que très légèrement les chaînes initiales.

→ Le croisement en deux points

Le croisement en deux point est une modification du croisement en un point. Il permet de mieux améliorer la flexibilité de diversification des gènes que le cas précédent [22 et 24]. Partant du même principe que précédemment, on choisit aléatoirement deux points afin d'effectuer un échange. Les chromosomes sont coupés en deux endroits et les sous-parties obtenues sont échangées entre elles (**Figure 2.8**). Dans cet exemple, deux positions de croisement $k_1 = 2$ et $k_2 = 6$ sont également générées au hasard.

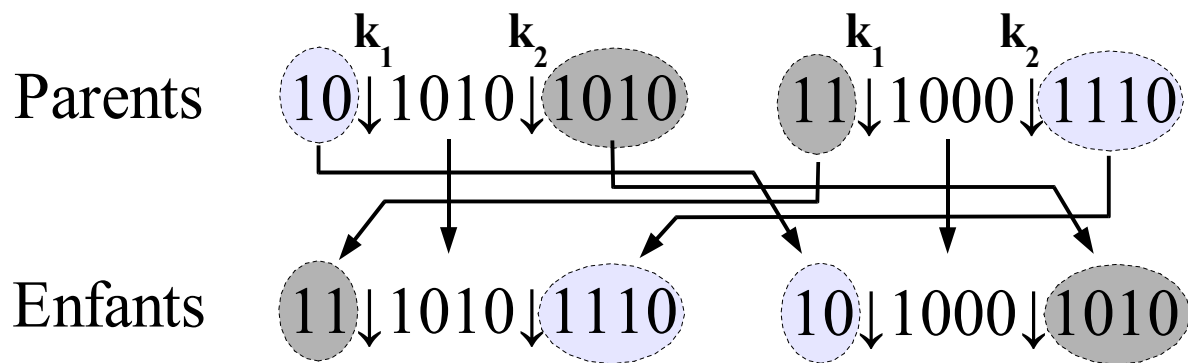


Figure 2.8 : Illustration du mécanisme de croisement en deux points

→ Le croisement uniforme

Il peut être vu comme un croisement multi-point dont le nombre de points de coupe n'est pas connu a priori. On choisit aléatoirement sur un parent certains bits que l'on conserve pour l'enfant (même valeur, même position) et les autres bits sont fournis par le

deuxième parent (même valeur, même position) (**Figure 2.9**).

Selon les études de Carroll [28], le croisement uniforme permet de mieux naturaliser les gènes comparativement aux autres principes de croisement.

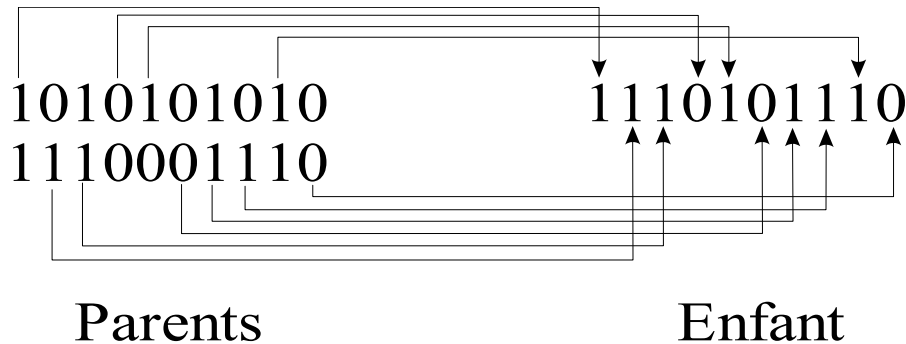


Figure 2.9 : Illustration du mécanisme de croisement uniforme

2.3.5.3 Opérateur de mutation

L'opérateur de mutation fournit un autre moyen pour explorer l'espace de solutions. C'est un processus selon lequel la valeur d'un bit choisi au hasard dans un chromosome est changée. La mutation joue un rôle plutôt secondaire dans les AG et n'est activée qu'occasionnellement. La mutation est utile pour ramener du matériel génétique qui aurait été oublié par les opérateurs de reproduction et de croisement. Certaines implantations vont automatiquement changer la valeur du bit choisi [22], d'autres vont générer aléatoirement une nouvelle valeur de bit, ce qui peut à l'occasion n'entraîner aucune mutation.

On doit choisir une probabilité avec laquelle la mutation se produit. Si la probabilité de mutation d'un bit est p_m , de nombre de bits de la génération susceptibles d'être permutés est estimé à $p_m \cdot d \cdot N_{pop}$. Ainsi, pour chaque chromosome de la population courante et chaque bit dans ce chromosome, nous procédons de la manière suivante :

- générer un nombre aléatoire p dans un domaine de variation de $[0 ; 1]$
- si $p < p_m$, permuter ce bit (changement de 0 à 1 ou vice versa)

Généralement, il est conseillé d'utiliser une faible probabilité de mutation (typiquement p_m choisie dans l'intervalle de $0,01$ à $0,1$) [20]. La **Figure 2.10** présente un exemple du processus de mutation.

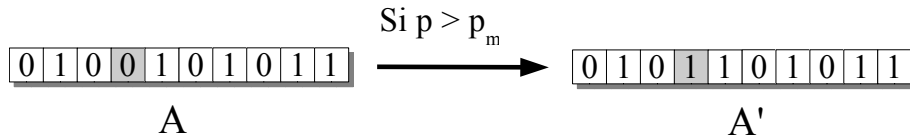


Figure 2.10 : Illustration du processus de mutation

2.3.5.4 Elitisme

Plusieurs extensions et améliorations de l'optimisation par AG ont été développées et utilisées. Parmi celles-ci, la sélection par élitisme, introduite par De Jong [20 et 24], est une des meilleures extensions. Elle consiste à garder le meilleur individu de la génération précédente pour la suivante. L'élitisme est alors utilisé pour assurer une augmentation monotone vers le meilleur coût dans la population selon l'évolution des générations successives. Ce mécanisme génétique garantit la convergence. Ainsi, si le maximum global est découvert, l'AG converge vers ce maximum. En revanche, dans certaines applications, cette convergence peut être ralentie par l'apparition de maxima locaux.

2.4 Domaines d'application

Au travers des caractéristiques de l'AG détaillées précédemment, nous constatons qu'il peut être appliqué lorsque :

- l'espace de recherche est vaste,
- la solution optimale n'est pas totalement indispensable,
- les problèmes possèdent trop de paramètres devant être simultanément optimisés,
- les problèmes sont difficiles à décrire mathématiquement...

2.5 Mise en oeuvre du couplage AG/TLM

Dans cette partie, nous présentons l'implantation de l'algorithme génétique dans la méthode de simulation TLM pour résoudre les problèmes de conception d'antennes. Notre implantation tente de trouver la meilleure configuration d'antennes répondant aux différents

standards, c'est-à-dire la configuration dont la fonction coût approche la valeur optimale imposée, tout en respectant les contraintes. Le schéma fonctionnel du couplage AG/TLM est représenté à la **Figure 2.11**. Les algorithmes génétiques suivent tous un principe commun et l'implantation présente n'y fait pas défaut : une phase de constitution de la population initiale, suivie de phases de régénération de populations grâce aux opérateurs génétiques de sélection, croisement, et/ou mutation, et/ou élitisme, comme l'indique la **Figure 2.11**. Chaque nouvelle génération produira, en principe, des configurations d'antenne plus performantes que les précédentes. Plus le nombre de génération est grand, plus la solution se raffinerait et la dernière génération devrait contenir une bonne solution, mais qui n'est pas nécessairement optimale.

Le détail de chaque étape dans cet organigramme est décrit ci-dessous :

- Paramètres d'entrée : la méthode de représentation (liaison entre génotype et phénotype), les paramètres de l'opérateur génétique...
- Population initiale : cette phase consiste dans la création de la population initiale qui est, en général, générée aléatoirement, permettant de créer des chromosomes se composant de bits. Chaque chromosome représente un individu. L'ensemble des individus est appelé la génération actuelle. A chaque individu dans la population est assigné une valeur coût par l'évaluation de sa fonction coût. Pour certaines applications, nous imposons un individu dans la population initiale selon des critères (exemple : la connaissance d'une solution proche mais non correcte) tels que le code puisse converger rapidement.
- Opérateur génétique : cette phase est appelée la phase de reproduction. Elle produit la nouvelle génération à partir de celle en cours. Dans la reproduction, un couple d'individus est sélectionné aléatoirement dans la population et est considéré comme les parents. Ces parents subissent l'opération de croisement et de mutation pour créer deux enfants. Ces enfants deviennent éventuellement des parents dans la nouvelle génération. Le meilleur individu est copié par l'application de l'opérateur d'élitisme. Ces processus seront répétés jusqu'à ce que la nouvelle génération soit remplie totalement.
- Nouvelle génération : cette nouvelle génération remplace celle en cours et la simulation TLM permet d'évaluer et d'affecter une valeur de fonction coût pour tous ces nouveaux individus.
- Critère d'arrêt : le critère d'arrêt est ensuite vérifié. Si cette condition n'est pas encore satisfaite, le processus de reproduction continue à se répéter. Notons que le critère d'arrêt peut être soit une valeur de fonction coût idéale soit un nombre limité de simulations TLM.

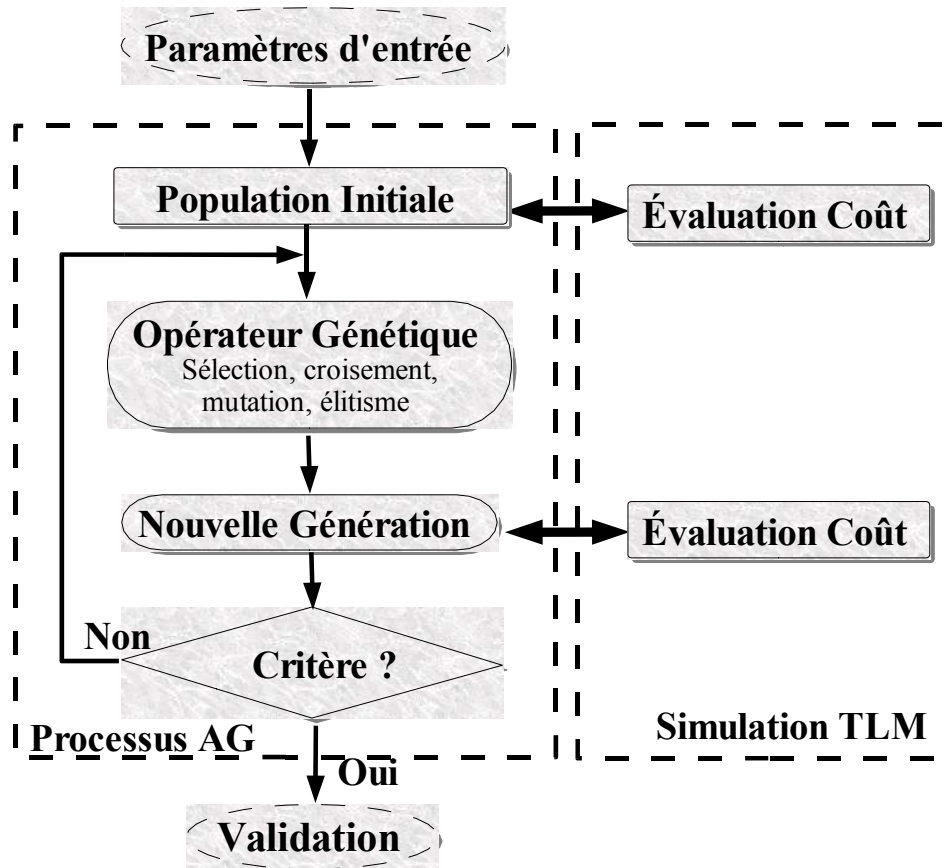


Figure 2.11 : Organigramme du couplage AG/TLM pour l'optimisation d'antennes

2.6 Conclusion

Ce chapitre contient beaucoup d'informations sur l'algorithme génétique. Après l'introduction sur les méthodes d'optimisation, le principe de fonctionnement de l'algorithme génétique a été détaillé. Nous avons présenté également les "clés" (les paramètres importants) permettant de caractériser cet algorithme. L'implantation du couplage de l'algorithme génétique et de la méthode TLM a été discutée dans la dernière partie. Le chapitre suivant mettra en oeuvre les premières applications du couplage AG/TLM pour optimiser les antennes.

Chapitre 3 : Première application et étude paramétrique du couplage AG/TLM

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons les premiers résultats obtenus par le couplage entre AG et TLM. Plusieurs antennes imprimées large bande et bi-bande de la forme non-conventionnelle et non-intuitive sont abordées. L'AG que nous utilisons dans cette partie est basé sur les principes énoncés dans le chapitre précédent.

Puis, nous décrivons une étude des paramètres qui jouent un rôle important pour l'efficacité de l'AG. Cette étude permet de régler la valeur des paramètres afin d'accélérer la convergence de l'optimisation.

3.1 Conception d'antenne large bande et bi-bande

3.1.1 Introduction

Dans le domaine des télécommunications, la croissance du nombre de services conduit à la recherche et à la réalisation d'antennes multi-fréquence ou large bande. Plusieurs études récentes ont montré que le couplage entre un algorithme génétique (AG) et une méthode de simulation numérique telles que la méthode des moments [29] ou la méthode FDTD pouvait être efficace pour la conception des antennes [30–32]. Notre but ici est d'exploiter cette combinaison avec la méthode TLM.

Cette partie est consacrée aux premières intégrations AG/TLM pour concevoir des antennes imprimées répondant aux catégories antenne large bande et antenne multi-bande. Il s'agit des premières antennes optimisées de cette étude, et à notre connaissance, ce sont les premières applications obtenues par couplage d'un algorithme génétique avec la méthode TLM.

3.1.2 Antenne initiale traditionnelle

La géométrie de la structure initiale est donnée à la **Figure 3.1**. Elle consiste en un pavé rayonnant $20\text{ mm} \times 20\text{ mm}$ imprimé au-dessus d'un plan de masse infini. Cette antenne est réalisée sur un substrat de permittivité relative 2,2 et de hauteur $h = 1,524\text{ mm}$. L'alimentation est réalisée par une sonde coaxiale, d'impédance caractéristique $50\ \Omega$, ce qui conduit à situer la position du point d'alimentation à une distance de $13,75\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ (**Figure 3.1**). Par la simulation TLM (**Figure 3.2**), cette antenne présente une bande passante de 120 MHz (2,5%), à la fréquence de $4,63\text{ GHz}$, pour un $\text{ROS} < 2$ (coefficient de réflexion en dB $|S_{11}| < -10\text{ dB}$). Généralement, la bande passante d'une antenne d'imprimée est très faible (de 1% à 4% pour $|S_{11}|_{\text{dB}}$ inférieur à -10 dB). Cette bande passante est souvent insuffisante et nécessite d'être augmentée dans beaucoup d'applications [33].

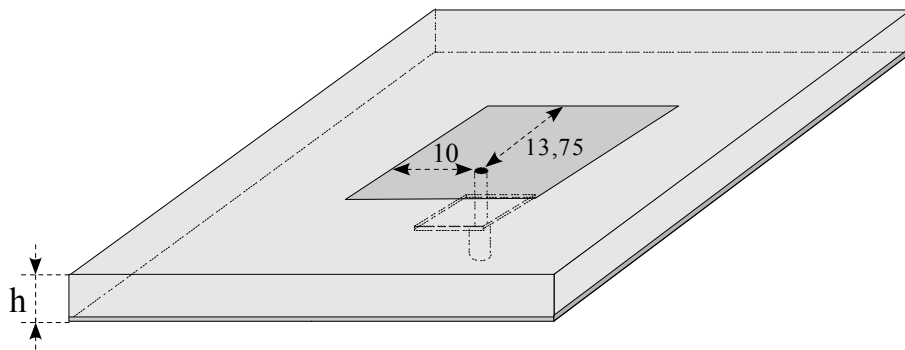


Figure 3.1 : Configuration de l'antenne avant optimisation

Les dimensions de l'élément rayonnant et du plan de masse, le type d'alimentation, la constante diélectrique, la tangente de perte et la hauteur du substrat sont les principaux paramètres qui permettent de caractériser une antenne imprimée. Par conséquent, l'optimisation est généralement basée sur ces caractéristiques. Nous savons que l'augmentation de la bande passante des antennes imprimées [34-41] est traditionnellement obtenue selon les façons suivantes :

- L'utilisation d'un substrat épais
- La réduction de la permittivité du substrat utilisé
- L'insertion de composants actifs
- La superposition d'éléments rayonnants

- L'utilisation de courts-circuits plans ou de courts-circuits filaires
- L'ajustement de la forme du pavé rayonnant
- L'insertion de fentes sur les pavés rayonnants...

Le dernière solution permet d'associer de plusieurs résonances (au moins deux) afin d'obtenir un fonctionnement large bande. Ainsi, nous nous proposons d'augmenter la bande passante de ce type d'antenne en modifiant de manière non-intuitive la forme du pavé rayonnant.

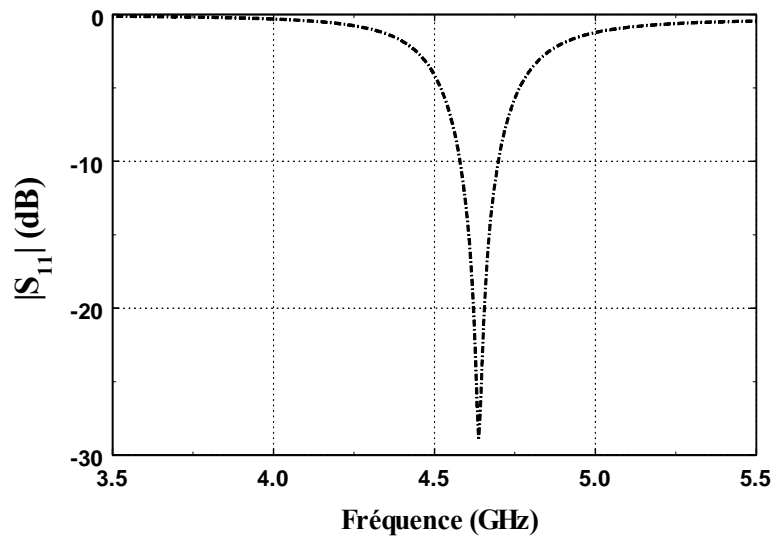


Figure 3.2 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne initiale simulée par TLM

3.1.3 Paramètres de la simulation TLM

La méthode TLM détaillée au **Chapitre 1** a été utilisée pour analyser les structures d'antenne créées par l'AG. Les paramètres concernant la simulation TLM sont précisés ci-dessous :

- Utilisation d'un maillage fin de la sonde coaxiale
- Volume de calcul : 38x28x46 noeuds
- Plus petite dimension des cellules : $\Delta l_{\min} = 0,3125$ mm
- Plus grande dimension des cellules dans les parois absorbantes PML : $\Delta l_{\max} = (\lambda_{\min}/20)$
- Nombre de mailles dans les parois absorbantes PML : 7

- Excitation dans la bande [3,5 GHz : 5,5 GHz] par un signal sinusoïdal de 4 GHz modulé par une gaussienne de fréquence de coupure à -3 dB à 1 GHz
- Nombre d'itérations : 4000
- Nombre de processeurs utilisés sur le système de calcul SGI ORIGIN 3800 : 12
- Temps de calcul pour une simulation TLM: 84 s

3.1.4 Paramètres de l'AG

Avant de mettre en oeuvre l'optimisation, il est nécessaire de déterminer le nombre de variables à optimiser et l'espace de variation pour chaque variable. L'objectif étant de vérifier le fonctionnement de notre code, seule la moitié du pavé rayonnant de l'antenne précédente est prise en compte pour l'optimisation. La position du point d'alimentation est identique à celle de l'antenne originale. La **Figure 3.3** représente la zone d'optimisation composée de 27 variables (gènes) correspondant chacune à 4 cellules du maillage TLM. L'utilisation du codage à deux états permet de distinguer les zones métalliques (bit à 1) et les zones non métalliques (bit à 0)

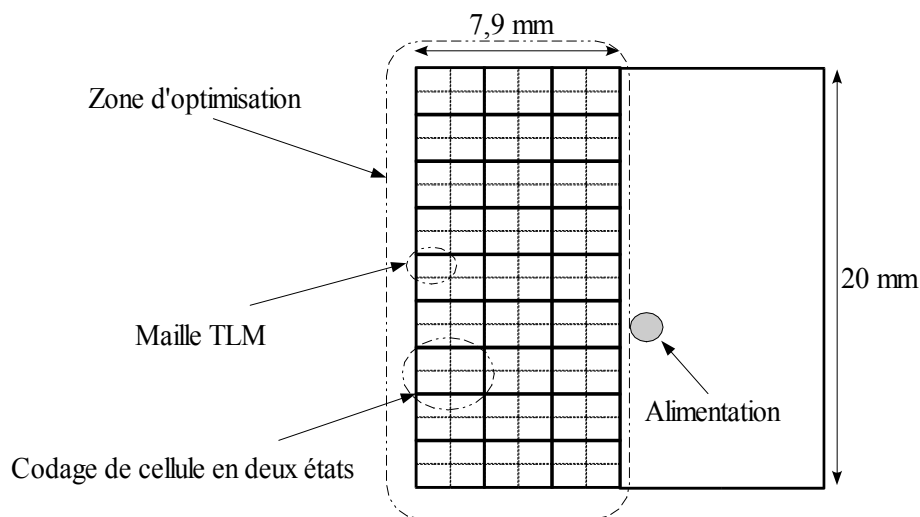


Figure 3.3 : Zone d'optimisation de l'antenne

Il existe donc 2^{27} combinaisons possibles pour cette conception. Les paramètres de l'AG, discutés au **Chapitre 2**, sont choisis et résumés sur le **Tableau 3.1** :

Longueur des individus	27 bits
Taille de la population	9
Principe de sélection	SPC
Probabilité de croisement	0,7
Croisement	2 points
Probabilité de mutation	0,05
Élitisme	Oui

Tableau 3.1 : Paramètres de l'AG

3.1.5 Optimisation de l'antenne large bande

3.1.5.1 Définition de la fonction coût

Le but ici est d'élargir la bande passante de l'antenne originale au voisinage de sa fréquence d'adaptation. Il s'agit donc de maximiser la valeur moyenne absolue du module de $|S_{11}|_{dB}$ dans la bande de fréquence BP = $[4,63 \pm 0,2 \text{ GHz}]$. Ainsi, nous espérons passer d'une bande passante de 120 MHz à une bande passante de 400 MHz. Dans ce cas, la fonction coût est définie par :

$$coût = \left| \frac{\sum_{n=1}^N |S_{11}(n)|_{dB}}{N} \right|$$

où :

- N représente le nombre de points de fréquence dans la bande de fréquence à optimiser
- Nous imposons $|S_{11}|_{dB} = -10 \text{ dB}$ pour tout $|S_{11}|_{dB} < -10 \text{ dB}$

Il est évident que la solution optimale correspond à un coût maximal de 10.

3.1.5.2 Résultats

Cette étude ayant pour but de vérifier la validité du couplage AG/TLM, nous avons donc limité le processus d'optimisation à la 100^e génération. Le meilleur individu est obtenu à partir de la 42^e génération, ce qui a nécessité un temps de calcul de 7,5h sur 12

processeurs. L'allure du pavé rayonnant est illustrée à la **Figure 3.4**. Le chromosome correspondant en binaire est 101 011 111 110 101 111 111 111 101.

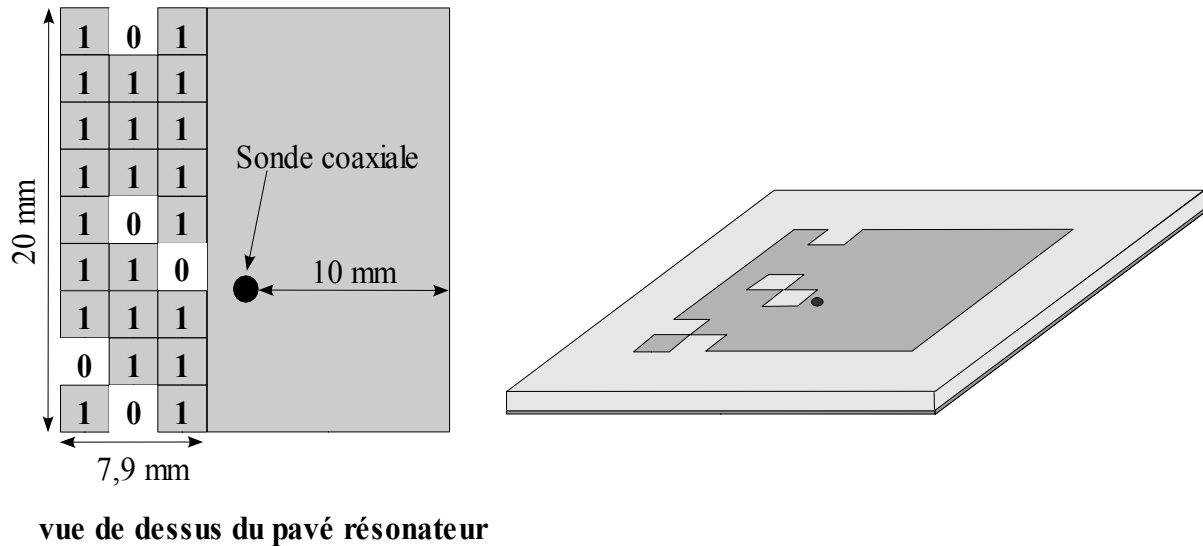


Figure 3.4 : Configuration d'antenne large bande

Le coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ du meilleur individu obtenu avec la simulation TLM est comparé à l'antenne originale à la **Figure 3.5**. L'antenne optimisée présente une bande passante de 280 MHz soit 5% pour $|S_{11}|_{dB}$ inférieur à -10 dB.

La mesure est effectuée avec l'analyseur de réseau HP 8720B. La **Figure 3.6** présente une comparaison entre la simulation et l'expérience. Expérimentalement, la bande passante obtenue est de 290 MHz (5,8 %).

Nous constatons qu'il existe une bonne concordance entre la simulation TLM du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ et la mesure. Nous pouvons remarquer que la configuration optimisée ne couvre pas toute la bande de fréquence espérée. Néanmoins, la bande passante est doublée grâce à la création de deux modes de résonance très proches dus à l'insertion de "trous" dans l'élément rayonnant (**Figure 3.7**).

Afin d'évaluer l'influence des trous sur l'adaptation de cette antenne, nous avons réalisé une étude paramétrique. Les résultats sont présentés à la **Figure 3.8**. Dans tous les cas présentés, les deux fréquences existent, mais elles sont plus ou moins bien couplées. On remarque qu'une petite différence entre les phénotypes des structures étudiées s'accompagnent d'une grande variation de leur adaptation. Il semble ainsi difficile de prédire de manière

intuitive le comportement de la meilleure antenne (cas 1) à partir de celui moins performant des autres antennes (cas 2 à 4).

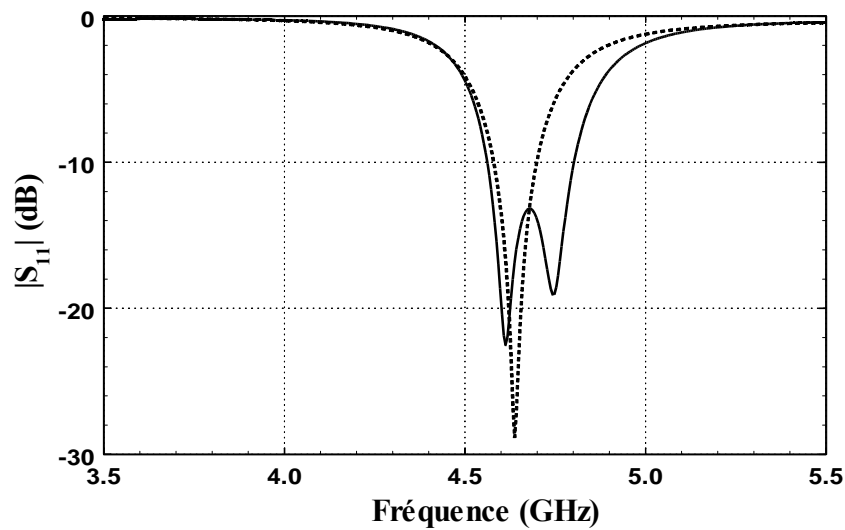


Figure 3.5 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne imprimée avant et après optimisation

.... Antenne traditionnelle — Antenne optimisée par AG/TLM

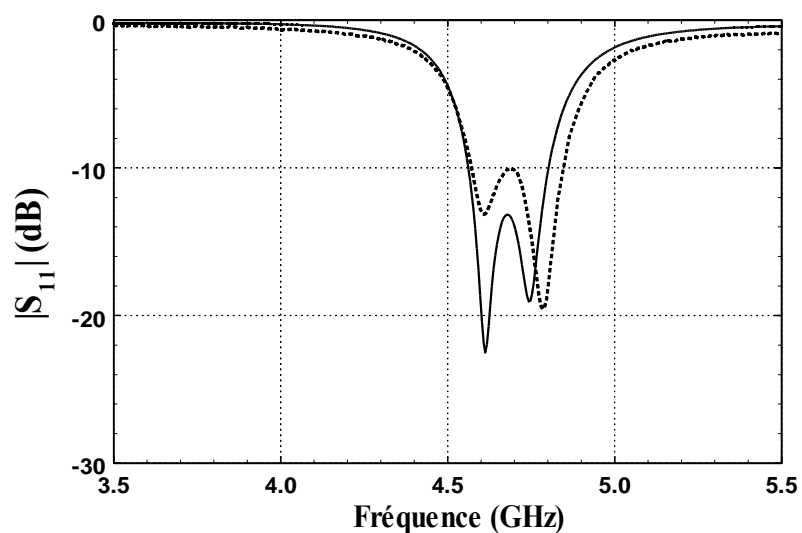


Figure 3.6 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne large bande

.... Expérience — Simulation TLM

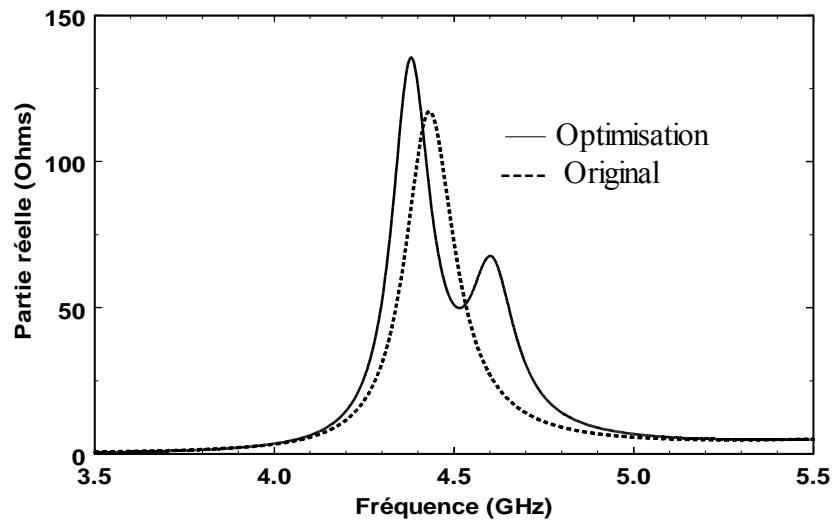


Figure 3.7 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne avant et après optimisation

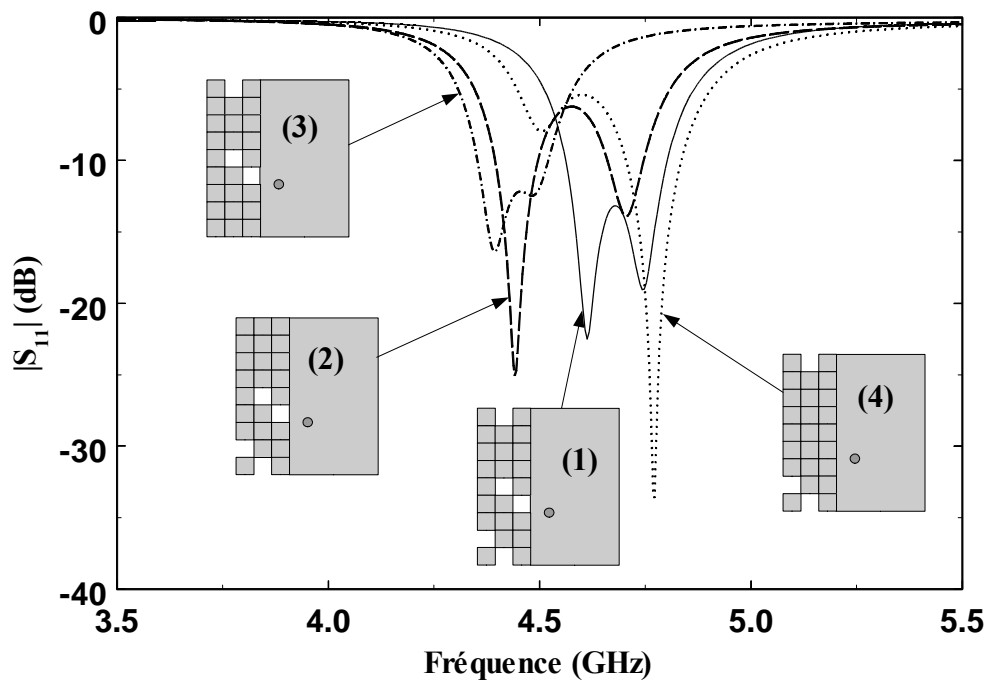


Figure 3.8 : Influence de la présence des trous sur l'adaptation d'antenne large bande

Pour avoir une idée de la convergence de l'AG, nous avons représenté à la **Figure 3.9** l'évolution de la fonction coût du meilleur individu dans chaque génération. Toutes les valeurs de fonction coût sont normalisées par rapport à la valeur optimale, c'est-à-dire 10.

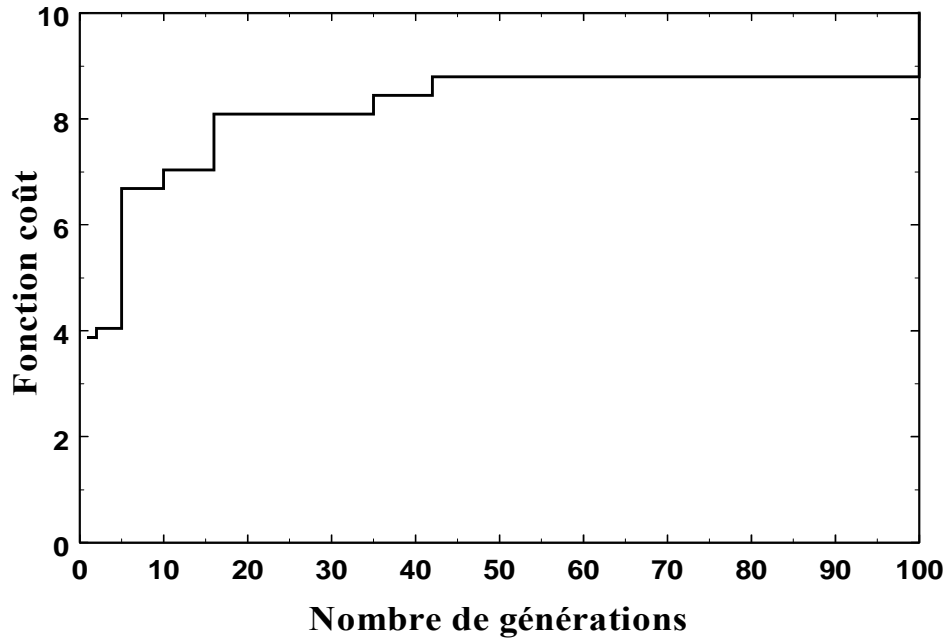


Figure 3.9 : Evolution de la fonction coût du meilleur individu selon les générations

La fonction coût augmente assez rapidement dans les premières générations. L'algorithme converge vers la meilleure solution dès la 42^e génération. Au bout de la 11^e génération, elle a déjà atteint 70% de la valeur optimale.

3.1.6 Optimisation de l'antenne bi-bande

Nous nous sommes également intéressés à concevoir une structure fonctionnant sur deux bandes de fréquence en utilisant le couplage AG/TLM précédent. Dans ce cas, il suffit seulement de changer la définition de la fonction coût. La fonction coût est maintenant définie par :

$$Coût = \left| \frac{1}{N_{FB}} \sum_{i=1}^{N_{FB}} \left(\frac{\sum_{n_i=1}^{N_i} |S_{11}(n_i)|_{dB}}{N_i} \right) \right|$$

où :

- N_{FB} représente le nombre de bandes de fréquence désiré, dans ce cas N_{FB} est égal à 2
- N_i représente le nombre de points de fréquence dans la bande de fréquence i ($i = 1, 2$). Pour cette optimisation, on a choisi les bandes : $BP_1 = [4,0 \pm 0,1 \text{ GHz}]$ et $BP_2 = [5,0 \pm 0,1 \text{ GHz}]$
- Nous imposons $|S_{11}|_{dB} = -10 \text{ dB}$ pour tout $|S_{11}|_{dB} < -10 \text{ dB}$

La zone d'optimisation est identique à celle utilisée pour l'antenne large bande précédente. Les paramètres de simulation TLM ainsi que de l'AG ne sont pas modifiés. Au bout de la 23^e génération, soit 250 minutes de temps CPU sur 12 processeurs, nous avons obtenu un individu répondant aux critères donnés dont le chromosome est : 110 101 000 101 101 011 011 010 001. La structure de cet individu est décrite à la **Figure 3.10**

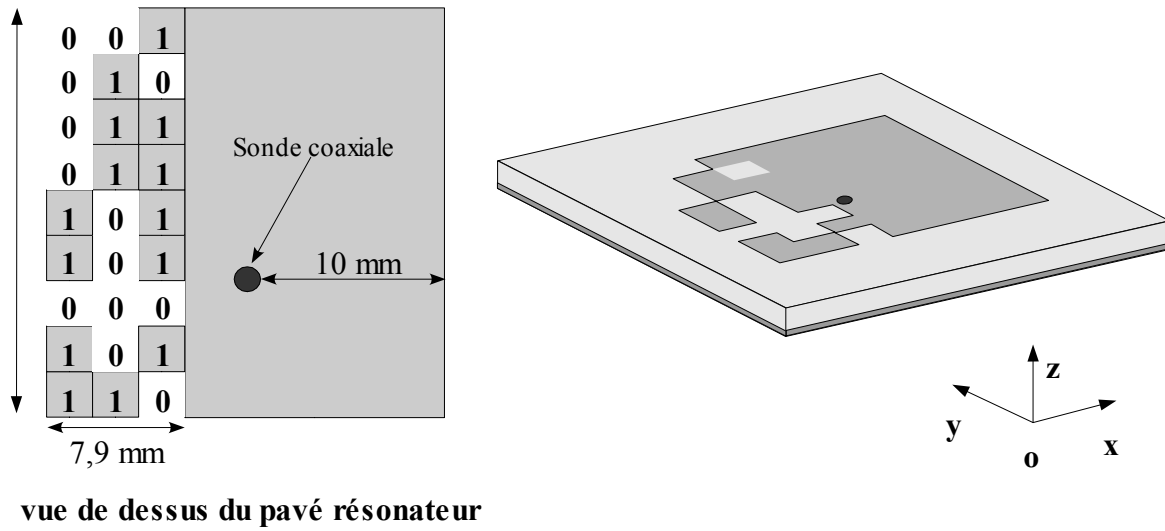


Figure 3.10 : Configuration d'antenne bi-bande

Le module du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ correspondant à cet individu est comparé à celui de l'antenne originale à la **Figure 3.11**.

L'antenne bi-bande obtenue a été fabriquée. Son coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ a été mesuré et comparé au résultat de l'optimisation (**Figure 3.12**). L'antenne optimisée présente des bandes passantes expérimentales de 1,4% et 2,6% centrées autour des deux

fréquences inférieure et supérieure respectivement. Nous observons un léger décalage de 70 MHz pour la fréquence inférieure. La différence entre l'optimisation et la mesure s'explique principalement par les défauts de fabrication.

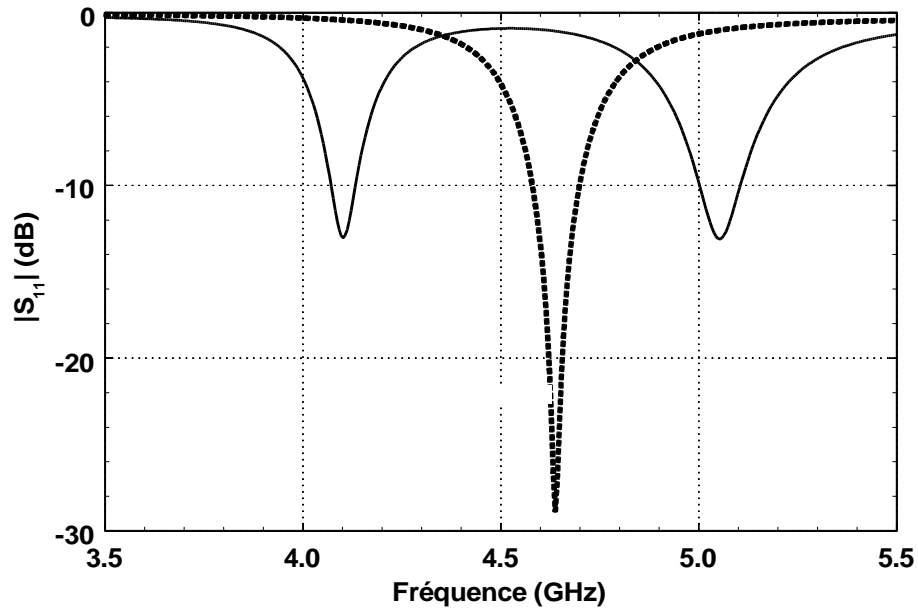


Figure 3.11 : Module du coefficient de réflexion simulé par TLM

--- Antenne originale — Antenne optimisée

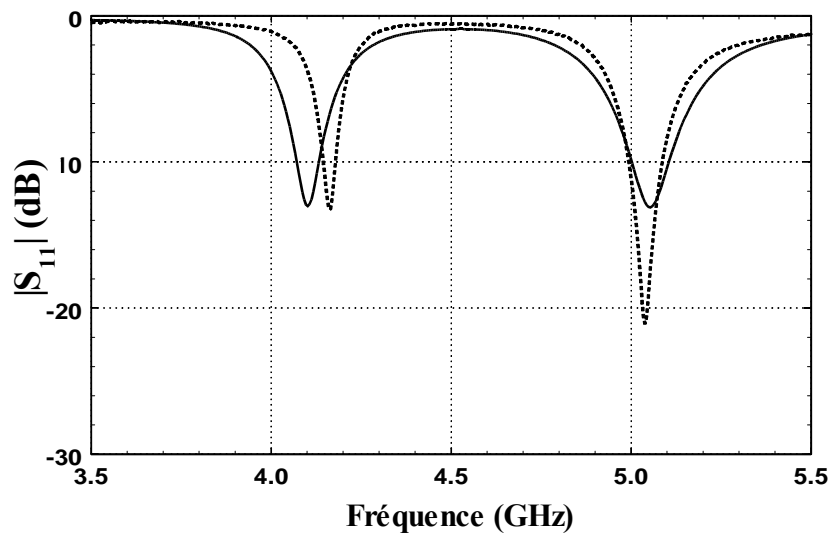


Figure 3.12 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne bi-bande

--- Résultat de mesure — Résultat d'optimisation

La visualisation de l'impédance d'entrée de l'antenne, en terme de partie réelle (**Figure 3.13**), fait apparaître deux résonances qui se situent aux alentours de 4,1 GHz et de 5,05 GHz. Nous pouvons constater que la présence des trous permet de générer la deuxième fréquence de résonance et de déplacer la résonance originale.

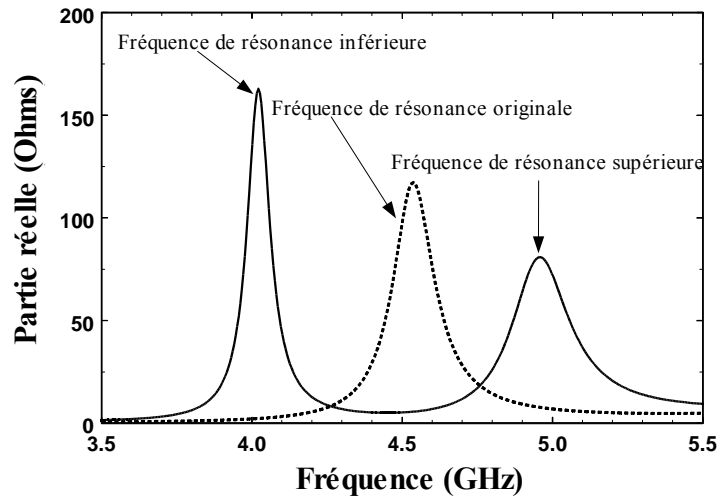


Figure 3.13 : Parties réelles de l'impédance d'entrée simulée par TLM

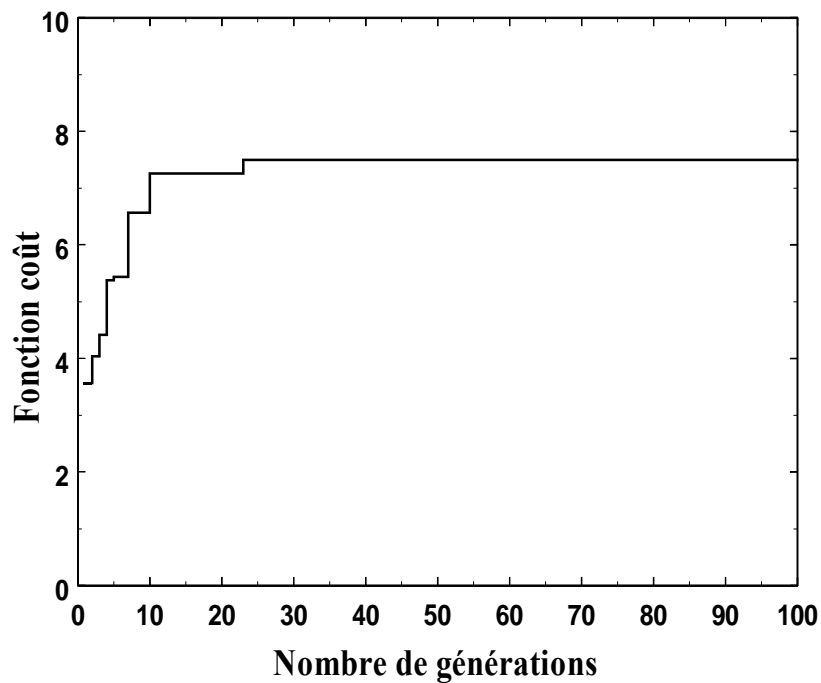


Figure 3.14 : Evolution de la fonction coût du meilleur individu selon les générations

La **Figure 3.14** permet d'étudier l'évolution de la fonction coût selon les générations. Nous pouvons remarquer que le résultat évolue rapidement jusqu'à la 12^e génération. La fonction coût converge vers la meilleure solution à partir de la 23^e génération.

Bien que nous ne cherchions pas à l'optimiser, nous regardons également le diagramme de rayonnement de cette antenne. Le rayonnement est mesuré en chambre anéchoïde dans les plan E (xoz) et plan H (yoz), pour deux fréquences centrales, 4,1 GHz et 5,05 GHz, et représenté en coordonnées cartésiennes (**Figure 3.15**).

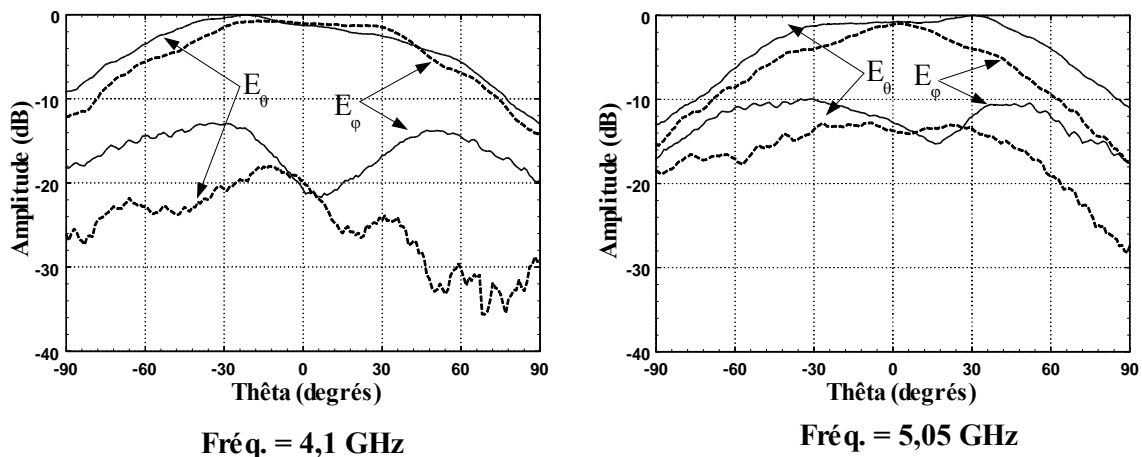


Figure 3.15 : Diagrammes de rayonnement mesurés

Antenne bi-bande avec plan de masse 90 x 90 mm

— Plan E (xoz)

--- Plan H (yoz)

Seul le rayonnement avant est mesuré. Le comportement du champ rayonné ressemble à celui d'une antenne micro-ruban classique. La composante croisée est un peu élevée mais elle reste toujours inférieure à -10 dB. Ce niveau élevé est probablement dû à l'insertion des trous sur le plateau rayonnant. A la fréquence de 4,1 GHz, l'ouverture à -3 dB est d'environ 60° pour les composantes principales dans les deux plans. Pour la fréquence de 5,05 GHz, l'ouverture à -3 dB de la composante principale dans le plan E est d'environ 70°, mais par contre de 45° dans le plan H.

3.1.7 Influence sur l'optimisation de l'espace de variation des variables

La combinaison GA/TLM a donné des résultats encourageants avec un petit nombre de simulations TLM. Les études précédentes ont été effectuées en ne modifiant qu'une partie du pavé rayonnant. Nous nous demandons s'il est possible d'obtenir d'autres antennes satisfaisant au standard bi-bande en choisissant de façon arbitraire un autre domaine de variation des paramètres à optimiser ? Pour répondre à cette question, nous considérons un nouveau domaine de recherche situé sur la partie supérieure du pavé rayonnant par rapport à la position de l'alimentation (**Figure 3.16**). Le point d'alimentation est toujours situé suivant la médiatrice verticale et à une distance de 6,25 mm du bord inférieur du pavé rayonnant. Dans cet exemple, les paramètres de l'AG et de la simulation TLM sont identiques aux cas précédents. L'objectif est toujours d'avoir une antenne bi-bande qui fonctionne dans les deux bandes de fréquences ($4\pm0,1$) GHz et ($5\pm0,1$) GHz.

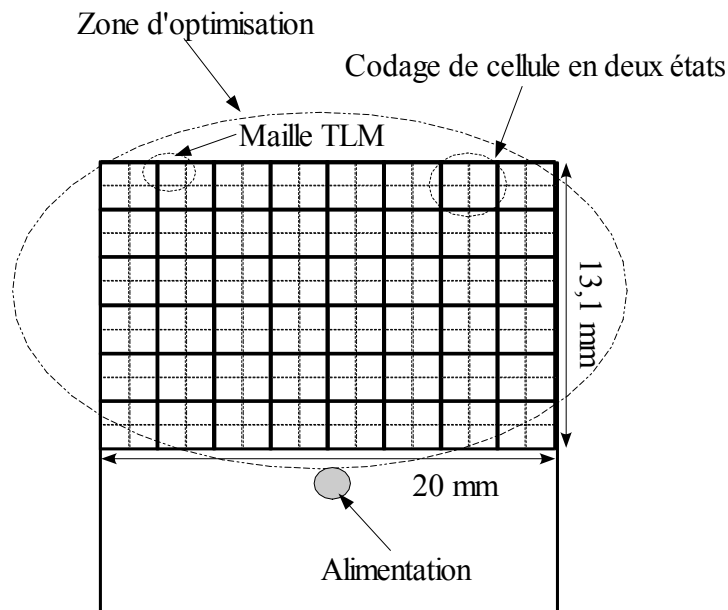


Figure 3.16 : Zone d'optimisation du pavé rayonnant

La meilleure solution, pour une optimisation limitée à 100 générations, est obtenue après 41 générations soit 336 simulations TLM. Le chromosome correspondant est 11010111 11010111 11011001 10111011 10101111 10010101. La forme du plateau

rayonnant vue de dessus est présentée à la **Figure 3.17**.

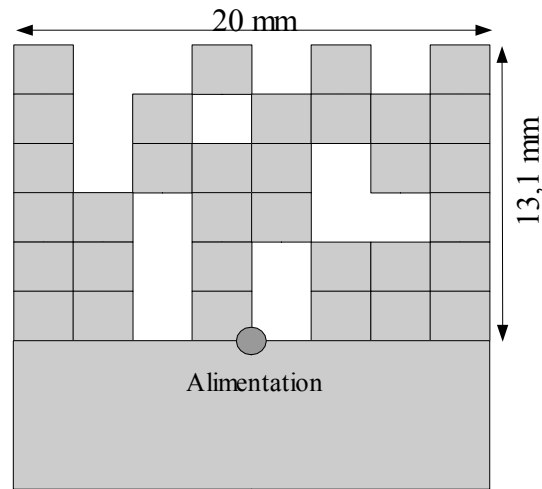


Figure 3.17 : Forme du pavé rayonnant vue de dessus

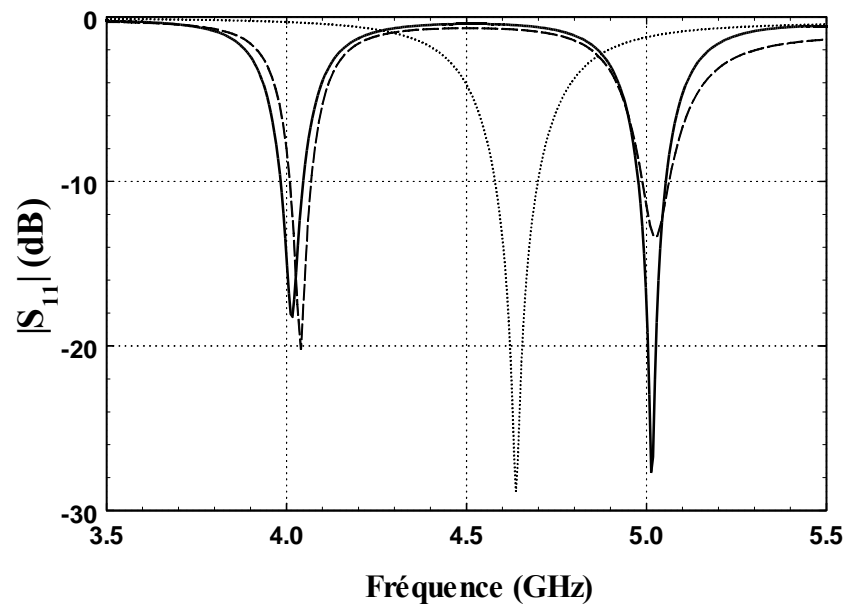


Figure 3.18 : Comparaison du module du coefficient de réflexion

- Antenne optimisée simulée par TLM
- - - Antenne optimisée simulée par IE3D
- Antenne originale simulée par TLM

La **Figure 3.18** présente une comparaison entre le résultat de l'optimisation

AG/TLM, le résultat de la simulation TLM simple de l'antenne originale et celui de la simulation par le logiciel commercial IE3D de ZELAND software [42]. Nous observons un petit décalage sur la fréquence de travail inférieure. Les deux fréquences de résonance sont bien centrées aux alentours de 4 GHz et 5 GHz. L'antenne optimisée est bien adaptée puisque le coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ est inférieur à -10dB.

Nous pouvons constater que le couplage AG/TLM permet d'obtenir plusieurs structures différentes de l'antenne répondant à la même condition imposée mais prenant en compte des contraintes différentes.

3.2 Etude paramétrique sur l'algorithme génétique

3.2.1 Présentation

Nous allons soumettre la mise en oeuvre du couplage AG/TLM détaillée dans les parties précédentes à une série de tests. Ils visent à mesurer l'efficacité de l'algorithme génétique utilisé et la qualité de la solution qu'il fournit. Afin de réduire le temps de calcul, nous examinons un cas simple qui consiste à optimiser la surface d'un pavé rayonnant carré et les coordonnées du point d'alimentation pour un fonctionnement à la fréquence de 4,4 GHz.

L'élément rayonnant en cuivre est placé sur un substrat de type Duroïd ($h = 1,524$ mm, $\epsilon_r = 2,2$, $tg\delta = 0,008$) au-dessus d'un plan de masse infini.

Les caractéristiques des paramètres de la simulation TLM sont résumées ci-dessous :

- Utilisation d'un maillage grossier de la sonde coaxiale
- Volume de calcul : $46 \times 12 \times 46$ noeuds
- Plus petite dimension des cellules : $\Delta l_{min} = 0,381$ mm
- Plus grande dimension des cellules dans les parois absorbantes PML : $\Delta l_{max} = 2$ mm
- Nombre de mailles dans les parois absorbantes PML : 5
- Excitation dans la bande [4 GHz : 5 GHz] par un signal sinusoïdal de 4,5 GHz modulé par une gaussienne de fréquence de coupure à -3 dB à 0,5 GHz
- Nombre d'itérations : 6000

- Nombre de processeurs utilisés : 12
- Temps de calcul pour une simulation TLM : 45 s

Le résultat optimal correspond alors à l'antenne imprimée classique dont les caractéristiques géométriques et radioélectriques ont été décrites à la **Figure 3.19**.

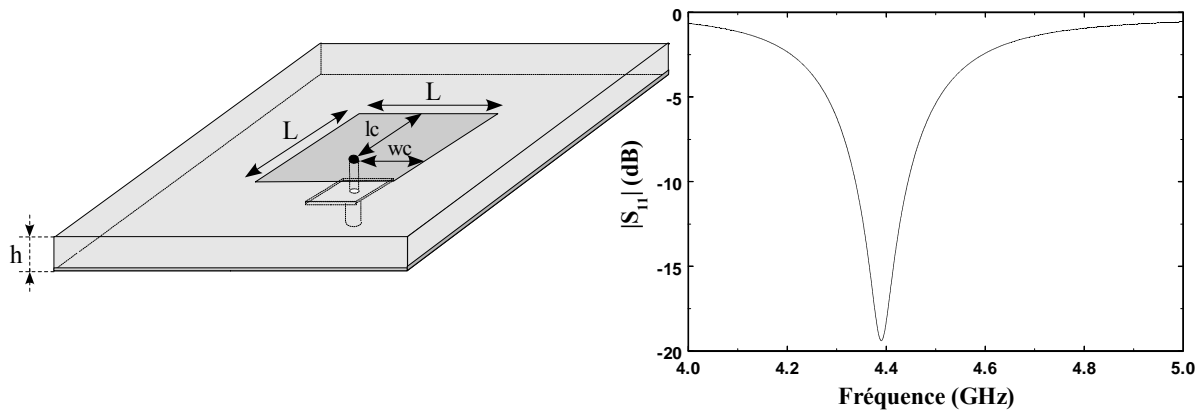


Figure 3.19 : Antenne à atteindre pour l'étude paramétrique

$$L = 21,25 \text{ mm}, lc = 13,75 \text{ mm}, wc = 10 \text{ mm}$$

Les paramètres concernant l'algorithme génétique pour la configuration de référence serviront en quelque sorte de valeurs étalons, et sont présentés ici :

- sélection par tournoi entre 2 individus (ST2) et élitisme
- croisement en 2 points pour une probabilité de croisement : 0,7
- $N_{enfant} = 2$ par paire de parents
- probabilité de mutation : 0,05

Les dimensions du pavé rayonnant et les coordonnées du point d'alimentation varient dans un domaine discrétisé avec 32 mailles x 32 mailles de 40 mm x 40 mm. L'optimisation porte sur les variables définies au **Tableau 3.2**. Il faut utiliser 15 bits pour représenter les trois variables à optimiser, ce qui correspond à 32678 ($= 2^{15}$) solutions possibles. La **Figure 3.20** représente la solution optimale dans le domaine de variation des paramètres.

<i>Variables à optimiser</i>	<i>Intervalle des variables</i>	<i>Résolution en maille</i>	<i>Nbr . bits pour coder</i>	<i>Solution optimale (Nbr. de mailles)</i>
Abscisse de point d'alimentation (p_1)	1-32	1	5	8
Ordonnée de point d'alimentation (p_2)	1-32	1	5	5
Dimension de pavé rayonnant (p_3)	1-32	1	5	17

Tableau 3.2 : Définition des paramètres d'optimisation

Notre étude paramétrique porte sur la convergence de l'AG. Elle consiste à comparer l'influence de la variation de chaque paramètre de l'AG sur l'augmentation de la fonction coût normalisée en fonction du nombre de simulations TLM. La solution optimale de l'antenne étudiée correspond à une fonction coût normalisée de valeur égale à 1.

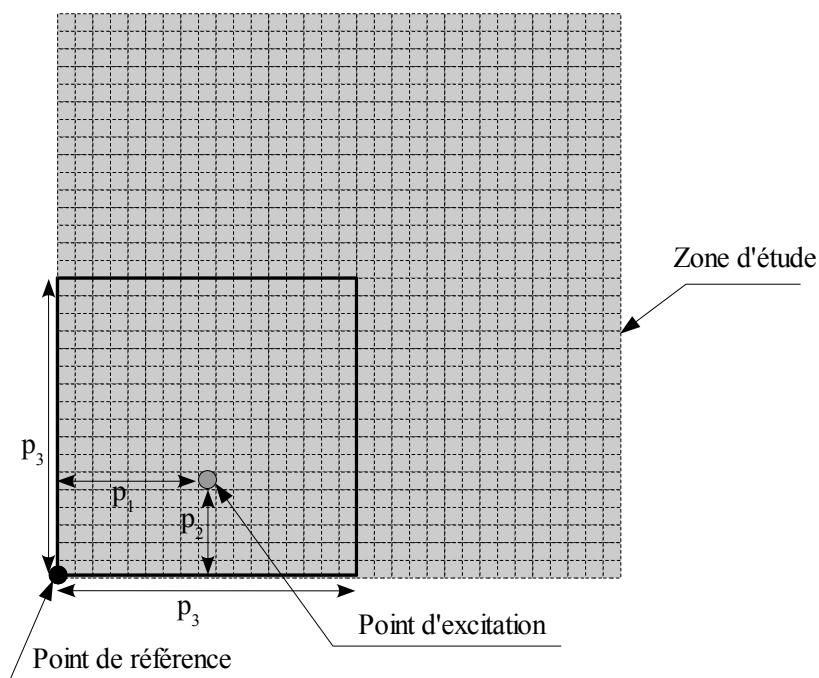


Figure 3.20 : Pavé rayonnant optimal et zone de variation des paramètres à optimiser

3.2.2 Influence du choix de la sélection

Il semble qu'il y ait deux facteurs importants dans le processus de l'évolution de la recherche génétique : la diversité de la population et la pression de la sélection [24]. Ces facteurs sont fortement dépendants l'un de l'autre : une augmentation de la pression de la sélection entraîne une baisse de la diversité de la population et vice versa. Autrement dit, une pression trop forte peut conduire à une convergence prématurée de l'AG tandis qu'une pression trop faible peut être inefficace.

Dans cette étude nous examinons l'effet du choix du type de sélection : la *Sélection* par *Proportionnalité* du *Coût* (SPC) et la *Sélection* le *Tournoi* entre *Deux individus* (ST2). Le nombre de chromosomes dans une population a été choisi identiquement avec la longueur de chromosome.

Les résultats, représentés à la **Figure 3.21**, montrent que l'utilisation de la sélection de type ST2 permet à l'AG de converger presque deux fois plus rapidement que celle de type SPC. Cela confirme les résultats observés dans la littérature [43] et justifie l'utilisation de la sélection de type ST2 dans nos applications.

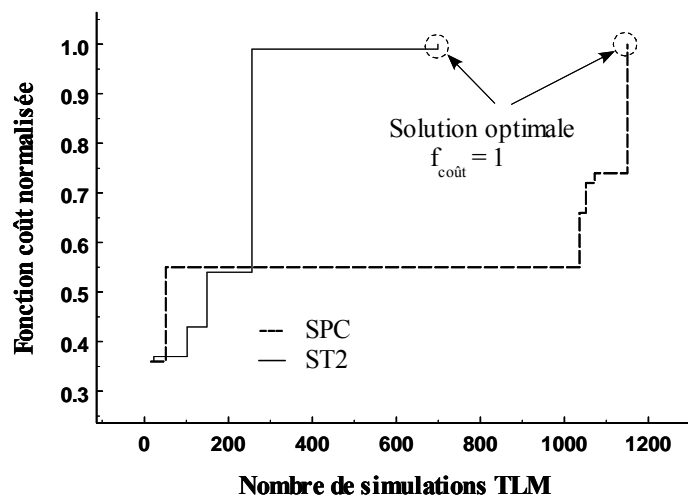


Figure 3.21 : Influence du type de sélection sur la convergence de l'AG

3.2.3 Influence de la taille de la population

La taille de la population est un des choix les plus importants fait par l'utilisateur d'un AG car il peut être critique dans beaucoup d'applications. La taille de la population détermine la diversité de l'espace de recherche. Intuitivement, on a donc tendance à utiliser la plus grande population possible.

Il existe dans la littérature de nombreuses études qui proposent des critères permettant de choisir le nombre d'individus d'une population en fonction du problème à traiter. Ainsi, Goldberg [44], d'après ses études dans le traitement des problèmes simples, a suggéré un nombre d'individus N_{pop} en fonction de la longueur du chromosome d :

$$N_{pop} = 1,65 \cdot 2^{0,21 \cdot d}$$

Le nombre d'individus dans une population N_{pop} peut aussi être calculé selon l'expression suivante ([45]) :

$$N_{pop} = \left\lceil \left(\frac{d}{k} \right) 2^k \right\rceil$$

où :

- d est la longueur du chromosome
- k est la longueur moyenne du schéma qui représente un gène du chromosome

Dans notre problème $d = (5 + 5 + 5) = 15$ et la longueur moyenne d'un schéma est de $k = (1/3)(5+5+5) = 5$. Ainsi, la taille de la population est de $(15/5)(2^5) = 96$.

Schaffer et al. [46], d'après des études expérimentales, proposent d'utiliser un nombre d'individus variant entre 20 et 30 pour une probabilité de croisement dans l'intervalle $[0,75; 0,95]$ et une probabilité de mutation comprise entre 0,005 et 0,01.

Nous nous sommes donc basés sur ces études et avons considéré les cas suivants :

1. $N_{pop} = 15$ (selon le calcul proposé par Goldberg [44])
2. $N_{pop} = 96$ (selon Goldberg et al. [45])
3. $N_{pop} = 30$ (selon Schaffer et al. [46])

Les résultats représentés à la **Figure 3.22** confirment l'hypothèse selon laquelle une population de petite taille nécessite un grand nombre de simulations TLM pour converger vers la solution optimale. Cependant l'AG peut atteindre rapidement une solution très proche de la solution optimale quand N_{pop} est faible ($N_{pop} = 15$ et $N_{TLM} = 250$). En effet, pour un

nombre de simulations TLM identique, le nombre de générations, et par conséquent d'opérations génétiques, est d'autant plus élevé que N_{pop} est faible. Ce choix peut donc être intéressant lorsqu'on cherche une solution vérifiant un cahier des charges spécifiques mais pas forcément la solution optimale, cela permet de réduire considérablement le temps de calcul. Bien que le choix proposé par Goldberg et al. [45] garantisse une plus rapide convergence vers l'optimal, il pourrait conduire, pour des structures étudiées plus complexes, à des calculs prohibitifs.

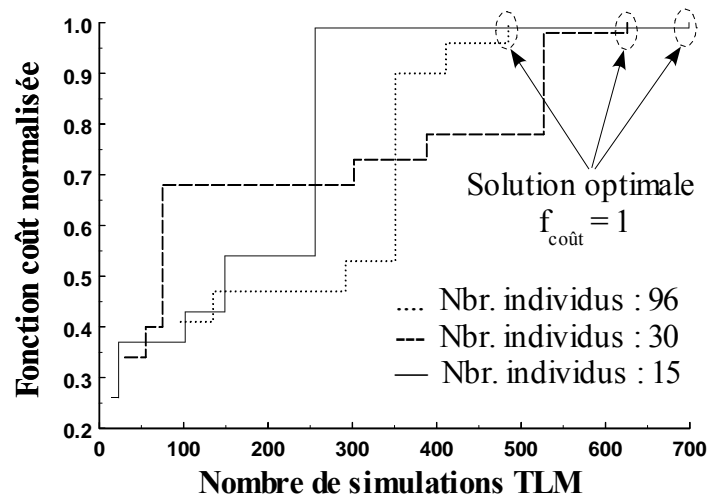


Figure 3.22 : Influence de la taille de la population sur la convergence

3.2.4 Influence des probabilités associées aux opérateurs génétiques

Une série d'expériences a été réalisée afin d'étudier l'influence des variations des probabilités associées aux opérateurs génétiques telles que la probabilité de croisement et de mutation.

Dans un premier temps nous avons fait varier la probabilité de croisement, tout en gardant la probabilité de mutation inchangée. Des expériences ont été réalisées avec une probabilité de croisement de 0,5; 0,7 et 0,9.

Nous remarquons, sur la **Figure 3.23**, qu'une faible probabilité de croisement (environ 50%) génère le temps de calcul le plus long pour obtenir la meilleure solution. Avec des probabilité de 70% et 90%, l'écart du nombre de simulations pour parvenir au résultat

optimum est négligeable.

Nous avons ensuite fait varier la probabilité de mutation. Les résultats sont présentés à la **Figure 3.24**. Les tests visent à trouver la meilleure probabilité de mutation, étant donné une probabilité de croisement de 0,7. Une probabilité de mutation de 0,03 fournit le temps de convergence le plus bas.

On constate que l'accélération de la convergence n'augmente pas avec les probabilités de croisement et de mutation. Elle passe par un maximum pour une probabilité de croisement de 0,7 et une probabilité de mutation de 0,03.

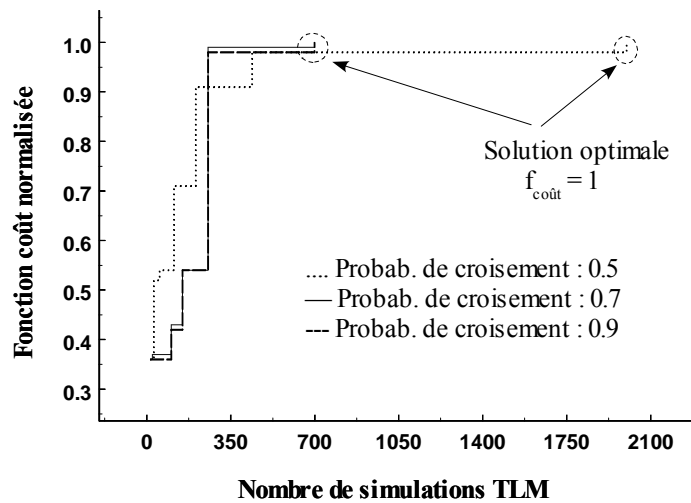


Figure 3.23 : Performance de l'AG en fonction de la probabilité de croisement

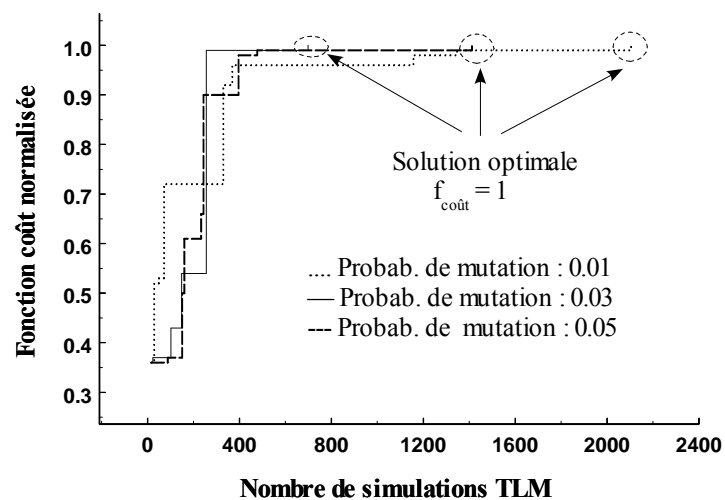


Figure 3.24 : Performance de l'AG en fonction de la probabilité de mutation

3.2.5 micro-Algorithme Génétique (mAG)

Pour les AG conventionnels discutés précédemment, la taille de la population est un choix critique. Elle est fonction de la longueur et de la cardinalité des chromosomes [45], or la longueur d'un chromosome est directement proportionnelle au nombre de paramètres à optimiser ainsi qu'à leur intervalle de variation et à leur précision. En conséquence, pour un espace de recherche multidimensionnel se composant de plusieurs paramètres, il est nécessaire d'avoir un grand nombre d'individus afin de permettre d'une convergence vers la solution optimale ou quasi-optimale. Lors de l'optimisation d'antennes plus complexes, cela risque d'aboutir à des temps de calcul prohibitifs. On sera donc amenés à réduire la taille de la population mais il est fort probable que l'AG converge prématurément vers un résultat non optimal en raison de manque d'informations pour les opérateurs génétiques.

Pour éviter cette convergence prématurée Krishnakumar [47] a mis au point une variante de l'AG : le micro-Algorithme Génétique (mAG).

Brièvement, un mAG génère aléatoirement une petite population. La population se développe de manière que l'AG conventionnel converge après très peu de générations vers une solution non optimale. Une nouvelle population est alors choisie aléatoirement tout en gardant le meilleur individu obtenu lors des générations précédentes et le processus d'évolution est relancé. Krishnakumar considère que la convergence d'une population est atteinte lorsque moins de 5% des bits des autres individus sont différents de ceux du meilleur individu. En ce qui concerne notre exemple, les 15 bits de chaque chromosome sont comparés aux 15 bits du meilleur individu obtenu. Si 1 bit seulement diffère alors on considère avoir convergé vers une solution non optimale et le processus redémarre.

Nous avons appliqué le mAG à l'optimisation de l'antenne imprimée. Comme indiqué par [28 et 47-48], nous avons utilisé un nombre d'individus $N_{pop} = 5$, une sélection de type ST2, avec croisement uniforme et élitisme. Il n'est pas utile d'utiliser d'opérateur de mutation.

D'après les résultats présentés à la **Figure 3.25**, il est évident que le mAG arrive au résultat optimal beaucoup plus rapidement que l'AG classique avec la même taille de population ($N_{pop} = 15$). Même en n'utilisant qu'un très petit nombre d'individus ($N_{pop} = 5$ étant la valeur typique proposée dans toutes les études sur les mAG).

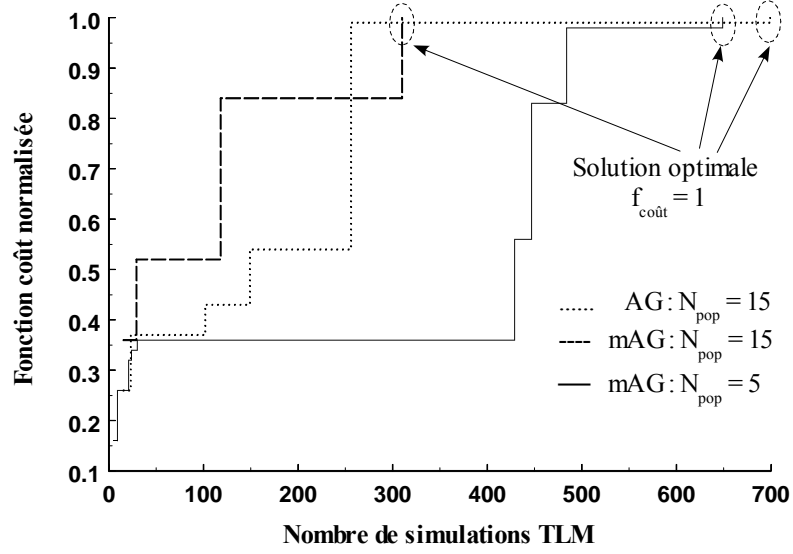


Figure 3.25 : Comparaison entre le mAG et l'AG conventionnel

3.2.6 Influence du choix de la fonction coût

Pour tester la robustesse du choix de la fonction coût que nous avons effectué, nous avons envisagé une autre définition de cette fonction coût.

Rappelons que la fonction coût utilisée jusqu'alors était définie selon la moyenne du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$:

$$Coût = \left| \frac{\sum_{n=1}^N |S_{11}(n)|_{dB}}{N} \right| \quad (1)$$

où :

- N représente le nombre de points de fréquence dans la bande de fréquence désirée, pour ce cas BF = (4,57 GHz – 4,69 GHz)
- Nous imposons $|S_{11}|_{dB} = -10$ dB pour tout $|S_{11}|_{dB} < -10$ dB

La deuxième fonction coût, utilisée pour chercher la valeur la plus défavorable dans la bande de fréquence désirée, s'écrit de la manière suivante :

$$Coût = \min_{\forall n \in N} ||S_{11}(n)|_{dB}| \quad (2)$$

La fonction (2) recherche dans la bande de fréquence souhaitée la valeur

minimale de la valeur absolue du $|S_{11}|_{dB}$ correspondant au cas le plus défavorable. Le but de l'optimisation est alors d'obtenir une fonction coût supérieure ou égale de 10, tandis que la fonction coût selon (1) atteint une valeur maximale de 10.

Dans cette étude nous utilisons le mAG dont la taille de la population est de 5 individus. Le croisement uniforme est également appliqué. Afin de faciliter la comparaison, toutes les valeurs de la fonction coût sont normalisées par rapport à 10.

On remarque que la fonction coût selon (1), tracée sur la **Figure 3.26**, converge en moins de 700 simulations TLM. Tandis que pour la fonction coût selon (2), il nous faut 1100 simulations TLM pour arriver à la solution optimale. Cela signifie que l'utilisation de la fonction coût (1) réduit de 36% le temps de convergence pour cette étude.

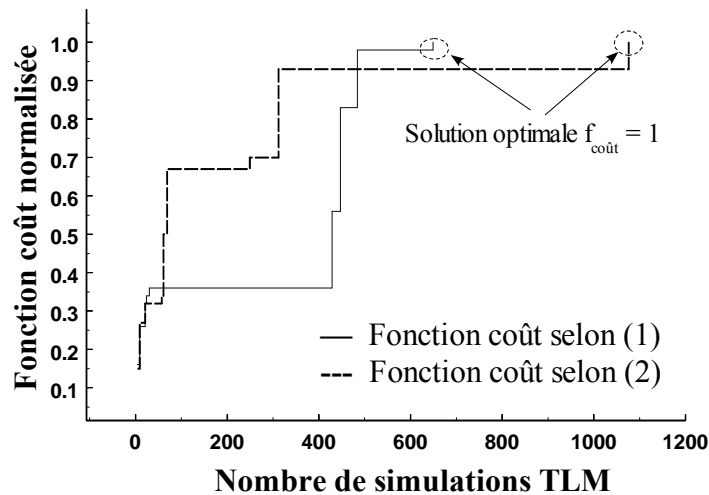


Figure 3.26 : Influence de la définition de la fonction coût

3.3 Conclusion

Les premiers résultats simples obtenus par le code AG/TLM pour deux types d'antenne imprimée large bande et bi-bande ont été présentés. Ces résultats introduisent le premier pas de l'application du couplage AG/TLM dans la conception d'antennes répondant à des critères concrets. Ces types d'antennes sont quasiment impossibles à obtenir par la conception canonique.

Nous avons ensuite étudié la détermination des différents paramètres pouvant influencer l'efficacité de convergence du couplage AG/TLM. A travers plusieurs tests correspondant à des paramètres différents, nous avons pu choisir des valeurs convenables permettant de réduire le temps de convergence de l'algorithme vers la solution finale. Enfin, nous avons abordé le micro-algorithme génétique et montré que cette modification de l'AG a beaucoup d'avantages par rapport à l'AG classique.

Dans le prochain chapitre, nous nous intéresserons à l'utilisation du couplage mAG/TLM pour concevoir des antennes imprimées répondant concrètement aux normes de communication sans fil WLAN et HIPERLAN2.

Chapitre 4 : Optimisation d'antennes imprimées pour les normes WLAN/HIPERLAN2

L'antenne reste l'un des éléments les plus encombrants des dispositifs électroniques utilisés dans les communications mobiles. L'évolution des systèmes de communication sans fil et l'augmentation du nombre d'applications nécessitent de concevoir des antennes miniatures, large bande et multi-bande.

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que l'utilisation d'une modification des algorithmes génétiques conventionnels, nommée micro-algorithme génétique, permet de converger plus rapidement vers la solution optimale en particulier dans les cas où les paramètres à optimiser sont nombreux. Nous allons dans ce chapitre, présenter les antennes imprimées, obtenues par notre code mAG/TLM, qui répondent concrètement aux normes WLAN (2400 – 2500 MHz) et HIPERLAN2 (5215 – 5235 MHz) respectivement.

4.1 Présentation du réseau local sans fil Wi-Fi

Le mot générique Wi-Fi signifiant **Wireless Fidelity** (Fidélité sans fil) est apparu depuis 1999. Cette nouvelle technologie de réseau sans fil, permet une utilisation dans divers domaines, et particulièrement l'accès à Internet haut débit et sans fil. Mais l'engouement vers le Wi-Fi tient aussi à son aspect financier. A la différence des réseaux de téléphonie mobile, les licences d'exploitation à l'extérieur sont gratuites. La mise en place d'un réseau Wi-Fi, en intérieur, est libre et ne nécessite pas d'autorisation préalable.

4.1.1 Introduction

Le Wi-Fi est une appellation commerciale d'une technologie de transmission sans fil basée sur la norme de réseau radioélectrique 802. Elle a été normalisée en 1999 par l'IEEE (Institut of Electrical and Electronics Engineers).

Le Wi-Fi est un réseau local de type Ethernet à accès sans fil. Actuellement, les débits sont de 2 à 11 Mbps dans la bande de fréquence de 2,4 GHz. Des évolutions de cette norme sont en cours, pour permettre des transferts plus importants sur la même bande et celle des 5 GHz.

4.1.2 Présentation des réseaux sans fil

Un réseau sans fil est un réseau qui permet de faire communiquer des équipements distants sans liaison filaire. Ces réseaux sans fils sont basés sur des liaisons utilisant des ondes radioélectriques (radios et infrarouges).

Outre la mobilité qui est introduite, l'autre avantage de ce type de réseau est principalement la mise en oeuvre simplifiée par rapport à des installations filaires qui demandent des aménagements dits "lourds".

Ce type de réseau présente aussi des inconvénients. Les transmissions radioélectriques servent à beaucoup d'applications dans divers domaines et sont sensibles à des interférences, d'où la nécessité d'une réglementation pour pouvoir utiliser ces ondes. De plus, apparaît le problème de la sécurité lié à la transmission par ondes hertziennes, d'où la nécessité de mettre en place des outils de sécurisation.

Il existe une réglementation internationale et une réglementation dans chaque pays, en fonction des plages de fréquences utilisées (comme la FM par exemple).

Il existe plusieurs normes de réseaux sans fil en fonction de la fréquence, du débit et de la portée (distance) :

- Réseaux personnels sans fil WPAN (Wireless Personal Area Network).
- Réseaux locaux sans fil WLAN (Wireless Local Area Network).
- Réseaux métropolitains sans fil WMAN (Wireless Metropolitan Area Network).
- Réseaux étendus sans fil : WWAN (Wireless Wide Area Network).

4.1.2.1 Réseaux personnels sans fil : WPAN (Wireless Personal Area Network)

Ce type de technologie concerne les réseaux sans fil utilisant des fréquences hertziennes ou infrarouges, d'une faible portée, quelques dizaines de mètres. Ce type de

réseau sert généralement à relier des périphériques à des ordinateurs (imprimante, PDA...). Il existe plusieurs technologies utilisées pour ce type de réseau, la plus connue est Bluetooth (norme IEEE 802.15.1) initiée par Ericsson, qui propose un débit de 1 Mbps pour une portée maximale de 30 mètres et une basse consommation énergétique.

4.1.2.2 Réseaux locaux sans fil : WLAN (Wireless Local Area Network).

Cette technologie a été conçue initialement pour construire des réseaux locaux Ethernet sans fil utilisant des fréquences hertziennes, pour une portée d'une centaine de mètres.

Tout l'intérêt de cette technologie réside dans le fait qu'on peut connecter par le biais de ce standard des types de matériels différents tels que ordinateurs, périphériques, PAD,... et Internet.

Il existe plusieurs technologies dont les deux principales sont :

- Wi-Fi (norme IEEE 802.11) pour un débit de transmission pouvant aller jusqu'à 54 Mbps.
- HiperLan2 (norme européenne ETSI) pour un débit de transmission pouvant aller jusqu'à 54 Mbps.

4.1.2.3 Réseaux métropolitains sans fil : WMAN (Wireless Metropolitan Area Network)

Ce type de réseau est aussi appelé Boucle Locale Radio (BLR). Il est basé sur la norme IEEE 802.16. Il vise des entreprises ou des collectivités ayant des besoins en débits permettant de concurrencer les lignes spécialisées à moindre coût d'exploitation. Cependant les contraintes restent là encore liées à l'éloignement d'un relais (3 à 10 Km). Seules les grandes agglomérations sont actuellement dotées des antennes nécessaires. Les débits garantis s'échelonnent de 128 kbps à 4 Mbps. Au forfait de connexion s'ajoute un coût d'installation de l'antenne de réception des données.

4.1.2.4 Réseaux étendus sans fil : WWAN (Wireless Wide Area Network)

C'est le réseau sans fil connu sous le nom de réseau cellulaire mobile, celui qui permet la connexion des téléphones mobiles. Les principales technologies sont :

- GSM (Global System for Mobile communication)

- GPRS (General Packet Radio Service)
- UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)

4.1.3 Norme 802.11 : Wi-Fi

Ce standard adopté par l'IEEE en 1999 est défendue par l'Alliance pour la Compatibilité de l'Ethernet sans fil (WECA, Wireless Ethernet Compatibility Alliance). Cet organisme est chargé de maintenir l'interopérabilité entre les matériels répondant à la norme 802.11 b.

Le Wi-Fi permet la mise en place de réseaux locaux entre de nombreux utilisateurs, avec un débit de transfert théorique de 11 Mbits/s pour un rayon d'action de quelques dizaines de mètres dans la bande de fréquence de 2,4 GHz. Il peut être étendu si on rajoute des relais.

Des évolutions de la norme 802.11b sont en cours de standardisation par l'IEEE :

- Le standard 802.11a doit permettre le débit de transmission à 54 Mbits/s, mais dans la gamme de fréquence des 5 GHz
- Le standard 802.11g doit permettre d'élever la vitesse de transmission à 54 Mbits/s, tout en restant dans la bande de fréquence des 2,4 GHz
- Le standard 802.11h doit permettre la mise en conformité avec le standard européen HIPERLAN2 (**HI**gh **PE**rformance **R**adio **LAN** version 2) pour un fonctionnement dans les bandes de fréquence de 5 GHz.

Le **Tableau 4.1** suivant présente les différentes révisions de la norme 802.11 et leur signification concernant leur occupation dans la gamme de fréquence [49-51].

Nom de la norme	Appellation	Description
802.11a	Wi-Fi 5	La norme 802.11a (baptisé le <i>Wi-Fi 5</i>) permet d'obtenir un haut débit (54 Mbps théoriques, 30 Mbps réels). Le norme 802.11a spécifie 8 canaux radio dans la bande de fréquence des 5 GHz.
802.11b	Wi-Fi	La norme 802.11b est la norme la plus répandue actuellement. Elle propose un débit théorique de 11 Mbps (6 Mbps réels) avec une portée pouvant aller jusqu'à 300 mètres dans un environnement dégagé. La plage de fréquence utilisée est la bande des 2,4 GHz, avec 3 canaux radio disponibles.
802.11g		La norme 802.11g offrira un haut débit (54 Mbps théoriques, 30 Mbps réels) sur la bande de fréquence des 2,4 GHz. Cette norme n'a pas encore été validée, le matériel disponible avant la finalisation de la norme risque ainsi de devenir obsolète si celle-ci est modifiée ou amendée. La norme 802.11g a une compatibilité ascendante avec la norme 802.11b, ce qui signifie que des matériels conformes à la norme 802.11g pourront fonctionner en 802.11b
802.11h		La norme <i>802.11h</i> vise à rapprocher la norme 802.11 du standard Européen (HIPERLAN 2, d'où le <i>h</i> de 802.11h) et être en conformité avec la réglementation européenne en matière de fréquence et d'économie d'énergie.

Tableau 4.1 : Différentes normes de la grande famille 802.11

4.2 Antennes imprimées pour les normes WLAN/HIPERLAN2

Cette partie sera consacrée à la conception d'antennes imprimées respectant plusieurs normes différentes par l'utilisation du couplage mAG/TLM. L'objectif est de fournir des antennes simples qui soient bien adaptées dans les deux bandes WLAN [2400 MHz – 2484 MHz] et HIPERLAN [5150 MHz – 5350 MHz]. De plus, nous allons montrer que de nombreuses solutions, de formes variées, sont possibles selon le type du codage utilisé pour les variables à optimiser ou la fonction coût imposée.

4.2.1 Antenne imprimée classique

4.2.1.1 Introduction

Dans cette partie, nous essayons d'optimiser, avec le code mAG/TLM, les dimensions et les coordonnées du point d'alimentation d'une antenne imprimée classique pouvant répondre aux normes WLAN et HIPERLAN2.

Nous savons que l'antenne imprimée classique se caractérise par le type et le hauteur du substrat, la longueur et la largeur du pavé rayonnant, et la position du point d'alimentation. En prenant un substrat ayant une permittivité relative de 2,55 et une hauteur de 3,048 mm, nous proposons ici une optimisation sur quatre variables : la longueur, la largeur et les coordonnées du point d'alimentation de cette antenne. La variation de la longueur et de la largeur du pavé rayonnant est définie dans un domaine de 60 mm x 60 mm. En raison des propriétés de symétrie du point d'alimentation, ses coordonnées varient dans un domaine limité de 30 mm x 30 mm.

4.2.1.2 Paramètres de simulation TLM

Les paramètres de cette antenne sont calculés par l'utilisation de la méthode TLM. Les détails des éléments concernant la modélisation de cette structure sont les suivants :

- Utilisation d'un maillage grossier de la sonde coaxiale
- Maillage du plan de masse infini
- Maillage uniforme dans le domaine de variation des paramètres à optimiser : $\Delta l = 1,25$ mm
- Volume de calcul : 66x13x66 noeuds
- Plus petite dimension des cellules permettant de décrire la hauteur du substrat : $\Delta l_{\min} = 0,762$ mm
- Plus grande dimension des cellules dans les parois absorbantes PML : $\Delta l_{\max} = (\lambda_{\min}/20) = 2,6$ mm
- Nombre de mailles dans les parois absorbantes PML : 7
- Excitation dans la bande [2 GHz : 6 GHz] par un signal sinusoïdal de 4 GHz modulé par une gaussienne de fréquence de coupure à -3 dB de 2 GHz
- Nombre d'itérations : 4000
- Nombre de processeurs utilisés : 12

- Temps de calcul : 72 s pour une simulation TLM

4.2.1.3 Définition du domaine de variation des paramètres à optimiser

D'après les dimensions du maillage TLM et le domaine de variation des variables à optimiser, le **Tableau 4.2** présente les possibilités de variation pour chaque variable à optimiser et le nombre de bits permettant d'effectuer le codage de toutes ses possibilités.

	Nombre de paramètres	Intervalle de variation (maille)	Précisions des variables	Nombre de bits	Longueur du chromosome
<i>Coordonnées de la sonde coaxiale</i>	2	1-24	1	5 x 2 = 10	22 bits
<i>Dimensions du pavé rayonnant</i>	2	1-49	1	6 x 2 = 12	

Tableau 4.2 : Espace de recherche des variables à optimiser

4.2.1.4 Paramètres du mAG

Les paramètres sont rappelés comme ci-dessous :

- taille de la population : 5
- principe de sélection : ST2 en associant l'élitisme
- nombre d'enfants créé : 1
- principe de croisement : croisement uniforme avec une probabilité de croisement de 0,7

4.2.1.5 Définition de la fonction coût

Notre objectif est d'avoir une meilleure adaptation sur les deux bandes de fréquences : WLAN (2,4 GHz – 2,5 GHz) et HIPERLAN2 (5,15 GHz – 5,35 GHz). Nous définissons donc les fonctions coûts pour chaque bande de fréquence suivantes :

- La bande de fréquence inférieure :
$$coût_1 = \left(\frac{\sum_{n=1}^{N_1} |S_{11}(n)|_{dB}}{N_1} \right)$$

- La bande de fréquence supérieure :
$$coût_2 = \left(\frac{\sum_{n=1}^{N_2} |S_{11}(n)|_{dB}}{N_2} \right)$$

Où :

- $S_{11}(n)$: valeur du coefficient de réflexion pour le point de fréquence numéro n dans la bande WLAN ou HIPERLAN2
- N_1 et N_2 : nombres de points de fréquence dans la bande WLAN ou HIPERLAN2 analysés par TLM
- Pour les valeurs $|S_{11}(n)|_{dB} < -10$ dB, nous imposons $|S_{11}(n)|_{dB} = -10$ dB

Après avoir défini nos objectifs, nous allons préciser la fonction coût finale correspondant à chaque calcul TLM suivante :

$$Coût = \left| \frac{1}{2} (coût_1 + coût_2) \right|$$

Le but de cette optimisation est bien évidemment d'obtenir une antenne qui se rapproche des caractéristiques espérées. Il s'agit donc de maximiser la valeur absolue du coefficient de réflexion dans chaque génération. En fait, dans le cas idéal, pour que toutes les bandes de fréquences soient bien adaptées, il faut que toutes les valeurs de $|S_{11}|_{dB}$ soient inférieures à -10 dB dans ces bandes. La valeur de la fonction coût sera alors de +10.

4.2.1.6 Résultats

Cette optimisation a été effectuée sur 12 CPU du système IBM-SP et arrêtée à la 1000^e génération correspondant à 1485 simulations TLM. À partir de la 515^e génération, soit 926 simulations TLM, la meilleure fonction coût n'a pas évolué et est égale à 9,5. Les paramètres de la meilleure configuration en maille sont 3, 5, 47, et 28 correspondant respectivement à l'abscisse et l'ordonnée du point d'alimentation, ainsi que la largeur et la longueur du pavé rayonnant. La **Figure 4.1** représente les dimensions selon le décodage des paramètres optimisés. Le point blanc représente la position de la sonde coaxiale.

En ce qui concerne la validation du résultat obtenu, le coefficient de réflexion de cette antenne a aussi été calculé avec le logiciel commercial IE3D de ZELAND software. D'après les résultats présentés à la **Figure 4.2** et **Tableau 4.3**, nous constatons une assez bonne concordance entre les simulations TLM et IE3D.

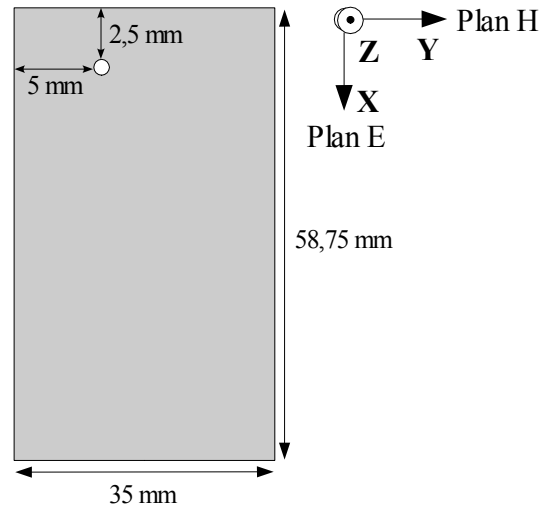


Figure 4.1 : Antenne optimisée pour les normes WLAN/HIPERLAN2

$ S_{11} _{\text{dB}} < -10 \text{ dB}$	WLAN (MHz)	HIPERLAN2 (MHz)
<i>TLM</i>	2420–2520 (4,1%)	5130–5330 (3,8%)
<i>IE3D</i>	2430–2550 (4,8%)	5100–5350 (4,7%)

Tableau 4.3 : Comparaison des bandes passantes de l'antenne optimisée

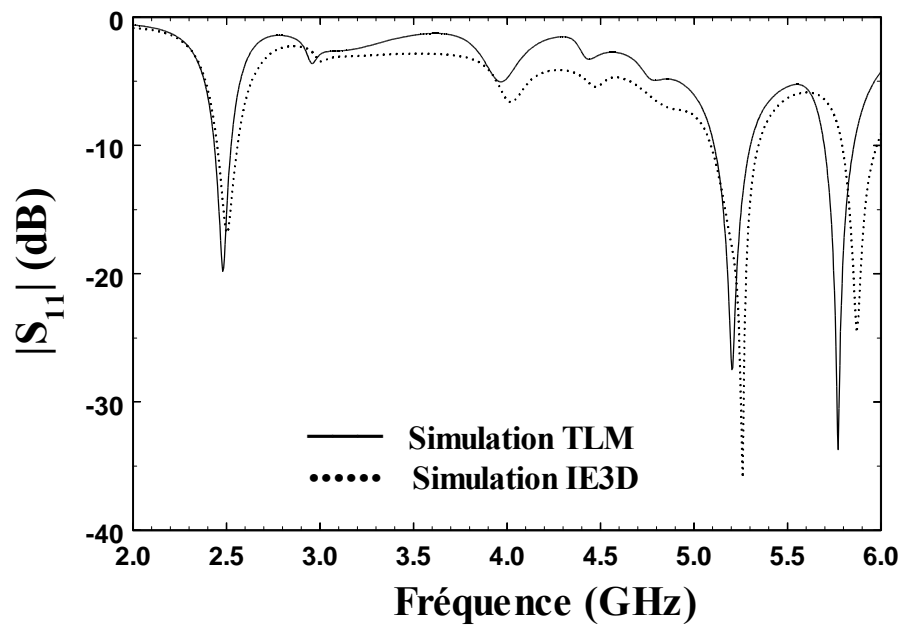


Figure 4.2 : $|S_{11}|_{\text{dB}}$ simulé de l'antenne optimisée pour les normes WLAN/HIPERLAN2

Les **Figure 4.2** et **Figure 4.3** montrent que le couplage mAG/TLM permet d'optimiser les dimensions du pavé rayonnant et la position du point d'alimentation afin d'adapter simultanément les deux modes (mode 10 et mode 02) qui existent au voisinage des bandes de fréquences WLAN (2,4 GHz – 2,5 GHz) et HIPERLAN2 (5,15 GHz -5,35 GHz).

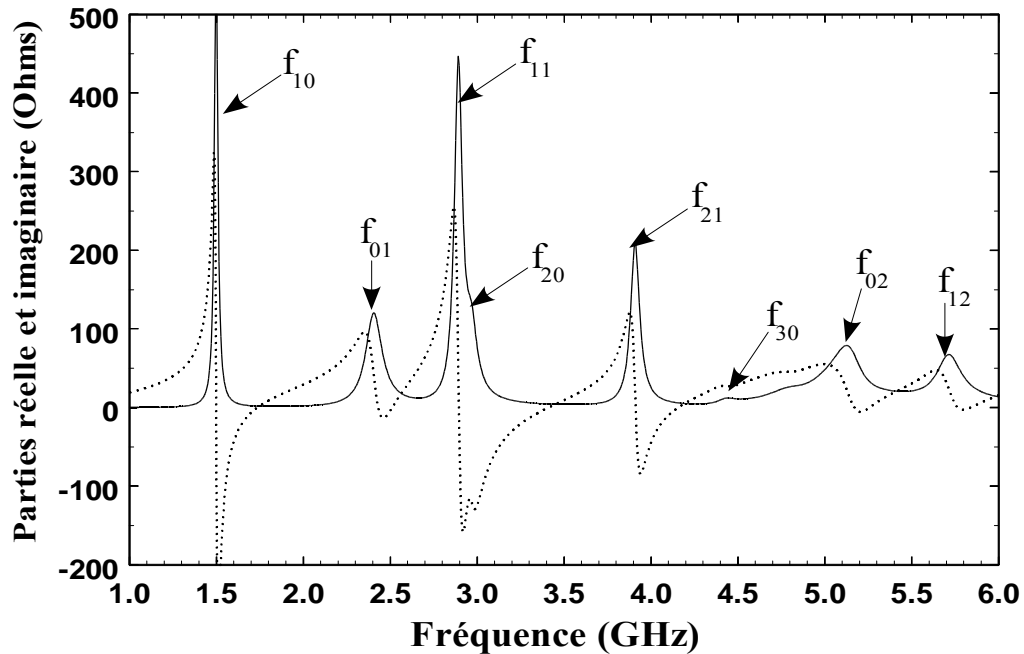


Figure 4.3 : Parties réelle (—) et imaginaire (----) de l'impédance de l'antenne WLAN/HIPERLAN2 simulée par TLM en associant avec les modes calculés selon la méthode de la cavité

Nous présentons également les diagrammes de rayonnement simulés par TLM dans les plans orthogonaux $\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 90^\circ$, pour deux fréquences de résonance : $F = 2,47$ GHz et $F = 5,21$ GHz (**Figure 4.4**).

A 2,47 GHz, la direction du maximum de rayonnement est obtenue pour un angle d'ouverture (à -3 dB) autour de 45° pour la composante $E_{\text{thêta}}$ dans le plan E, et 75° pour la composante E_{phi} dans le plan H. Les composantes croisées présentent un niveau inférieur de -11 dB. A 5,21 GHz, la direction du maximum de rayonnement est obtenue pour un angle d'ouverture autour de 40° pour la composante E_{phi} dans le plan E, et la composante $E_{\text{thêta}}$ dans le plan H respectivement. Les composantes croisées présentent un niveau inférieur de -13 dB.

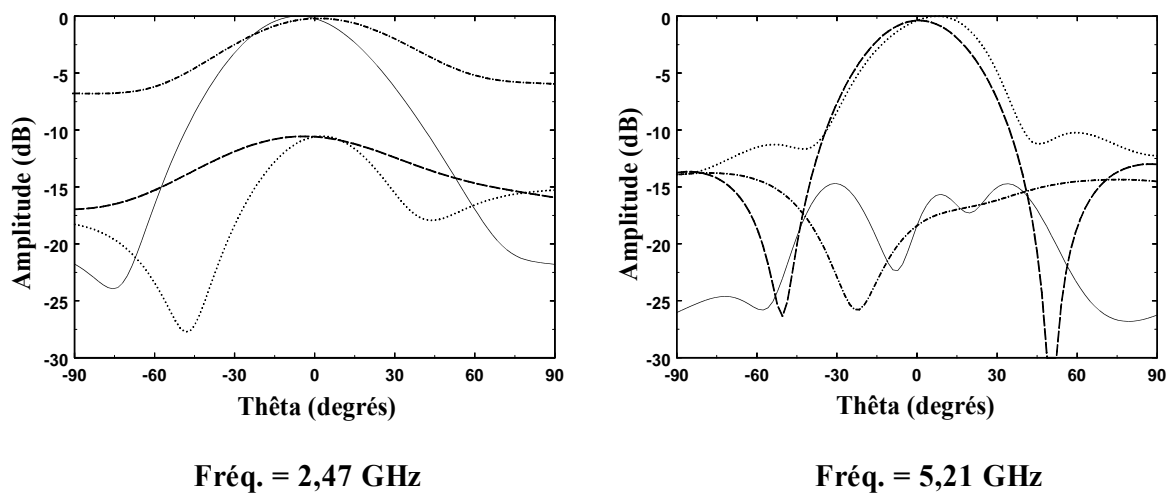


Figure 4.4 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne WLAN/HIPERLAN2 simulés par TLM sur un plan de masse fini de 105 mm x 180 mm

— Plan E, E_{θ} Plan E, E_{ϕ}
 - - - Plan H, E_{θ} - . . - Plan H, E_{ϕ}

Enfin, nous pouvons conclure qu'il est, dans ce cas, possible d'obtenir les antennes imprimées conventionnelles répondant aux critères imposés.

4.2.2 Antenne imprimée miniature obtenue par utilisation du codage à deux états

Le pavé rayonnant de l'antenne précédente occupe une surface de $35 \times 58,75 = 20,5 \text{ cm}^2$. Dans un souci de miniaturisation, nous avons essayé de réduire la surface à environ 14 cm^2 en utilisant un résonateur carré de $37,5 \text{ mm} \times 37,5 \text{ mm}$. En choisissant la position du point d'alimentation comme indiqué à la **Figure 4.5**, il est possible d'obtenir trois résonances correspondant aux trois premiers modes situés aux alentours de 2,3 GHz, 4,75 GHz et 5,25 GHz (**Figure 4.6**). Cependant, cela ne permet pas de couvrir simultanément les deux standards WLAN et HIPERLAN2 souhaités puisque :

- Pour la bande inférieure : d'une part, la fréquence de résonance est trop décalée par rapport à la norme WLAN (2,45 GHz). D'autre part, la bande passante (pour $|S_{11}|_{\text{dB}} < -10 \text{ dB}$) n'est pas suffisante.

- Pour la bande supérieure : cette antenne ne présente qu'une bande passante de 140 MHz (5,2 GHz – 5,34 GHz). De plus, les deux résonances supérieures sont encore trop éloignées pour créer une bande passante de 200 MHz aux alentours 5,25 GHz.

Ainsi, pour accroître la fréquence du premier mode et rapprocher les deux derniers modes afin d'augmenter la bande passante de cette antenne, nous proposons, dans cette partie, une optimisation de forme du pavé rayonnant en utilisant le codage à deux états qui consiste à insérer des trous dans l'élément rayonnant.

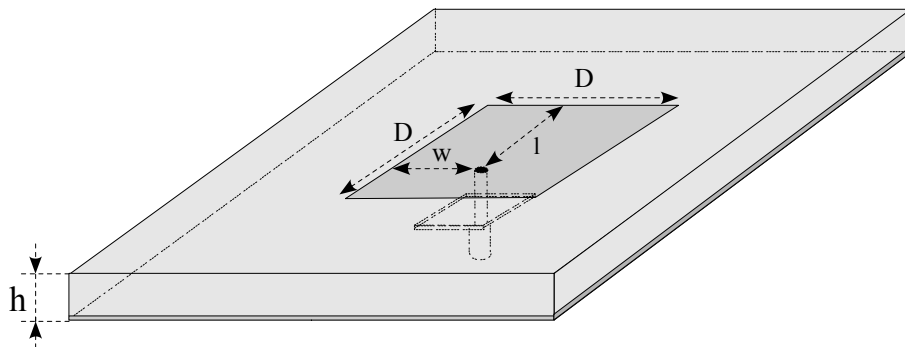


Figure 4.5 : Antenne originale

$D = 37,5$ mm; $l = 23,75$ mm; $w = 18,125$ mm; $h = 3,048$ mm

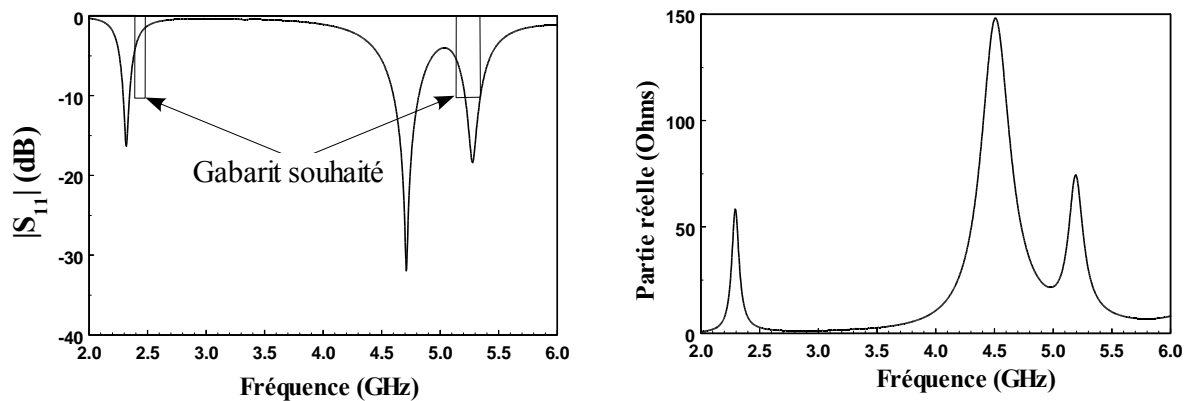


Figure 4.6 : $|S_{11}|_{dB}$ et partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne originale

4.2.2.1 Définition des variables à optimiser

Dans cette optimisation, le point d'alimentation est fixé. Le domaine d'optimisation sera effectué sur une zone de 37,5 mm x 15 mm. Comme illustré à la **Figure**

4.7, chaque chromosome se compose de 40 bits. Chaque bit représente un paramètre qui est soit 1 (cellule métallisée), soit 0 (cellule non métallisée). Chaque paramètre est représenté par une cellule carrée de dimension 3,75 mm x 3,75 mm. Il y a donc 2^{40} permutations possibilités dans cette optimisation.

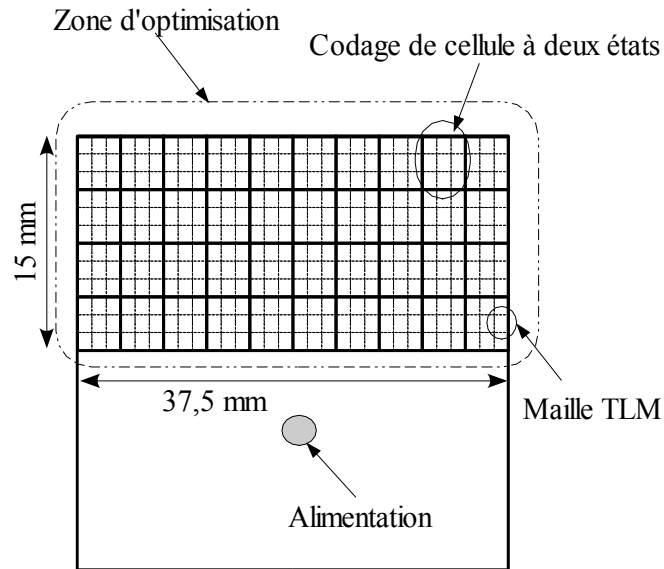


Figure 4.7 : Domaine d'optimisation de l'antenne

4.2.2.2 Résultats

Cette optimisation a été effectuée sur 12 processeurs du système IBM-SP et a nécessité 13h de simulation. Le meilleur individu obtenu correspond au chromosome (génotype) 1110111111 1110111111 0010111111 0010001110. La forme du pavé rayonnant obtenue après décalage est représentée à la **Figure 4.8**. Ce résultat a été obtenu après 325 générations, ce qui correspond à 960 simulations TLM. Le rapport du nombre de simulations effectivement réalisées sur le nombre de simulations possibles est donc de 9^{-10} . A titre indicatif, la fonction coût n'ayant pas évolué jusqu'à la 600^e génération, nous avons considéré ce résultat comme une solution quasi-optimale.

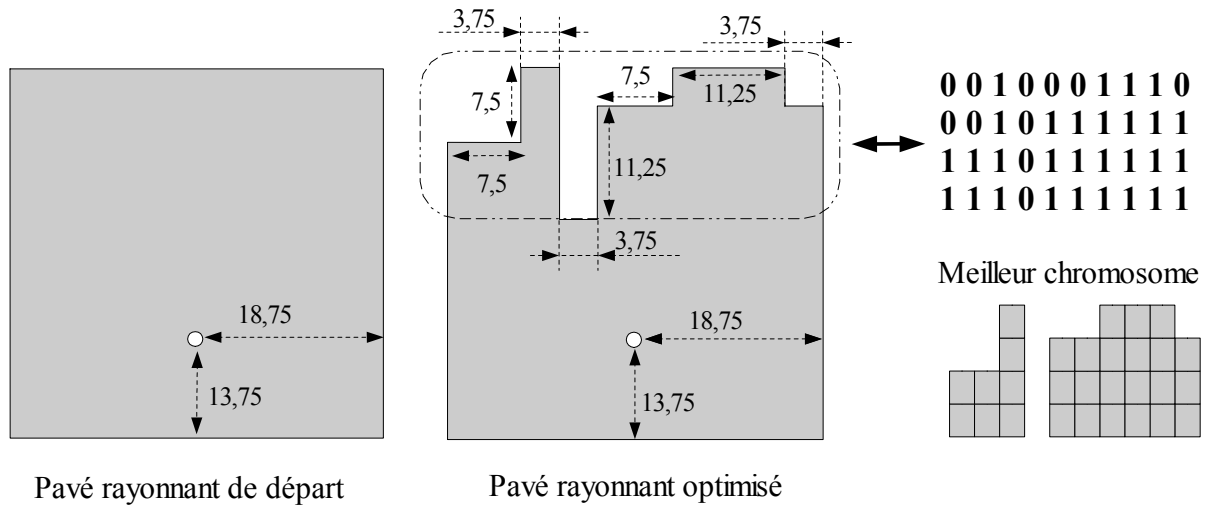


Figure 4.8 : Comparaison des configurations de l'antenne optimisée et de l'antenne originale (les dimensions en mm)

Une comparaison entre la structure optimisée et la structure initiale en terme de coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ est présentée à la **Figure 4.9**. Nous pouvons constater que l'ajout des trous gravés sur le pavé rayonnant engendre une augmentation de la première résonance, ainsi qu'un rapprochement de la deuxième et de la troisième résonance permettant l'élargissement de la bande passante supérieure.

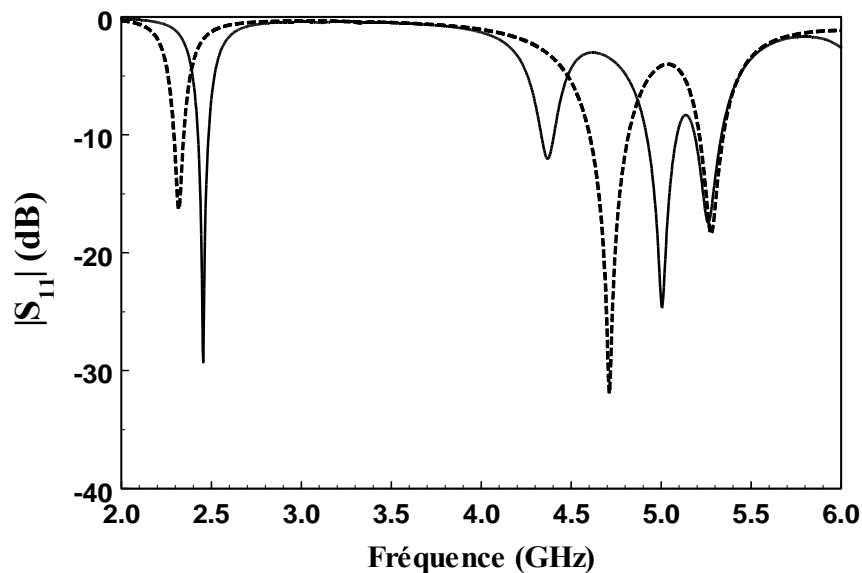


Figure 4.9 : Evolution du coefficient de réflexion

— Antenne optimisée ----- Antenne originale

La visualisation de l'impédance d'entrée de l'antenne optimisée (**Figure 4.10**), fait apparaître quatre modes de résonance dans la bande de fréquence étudiée (2 GHz – 6 GHz).

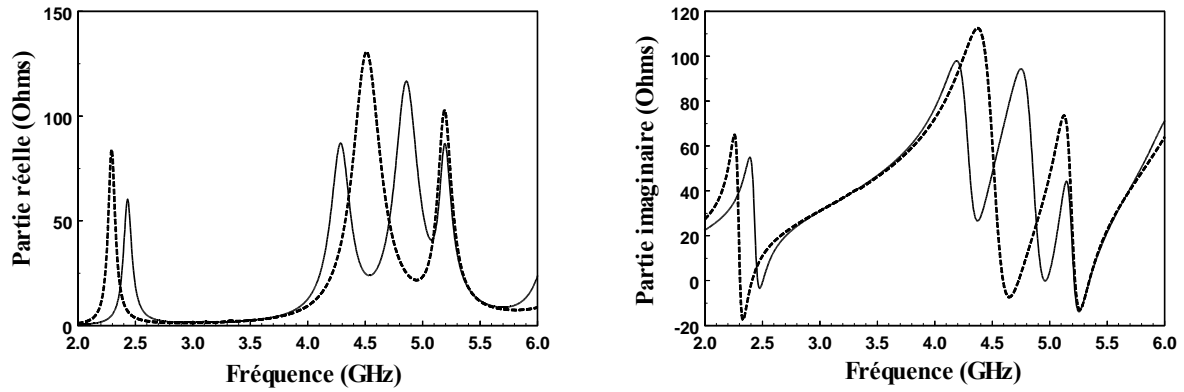


Figure 4.10 : Comparaison de l'impédance d'entrée

— Antenne optimisée

----- Antenne originale

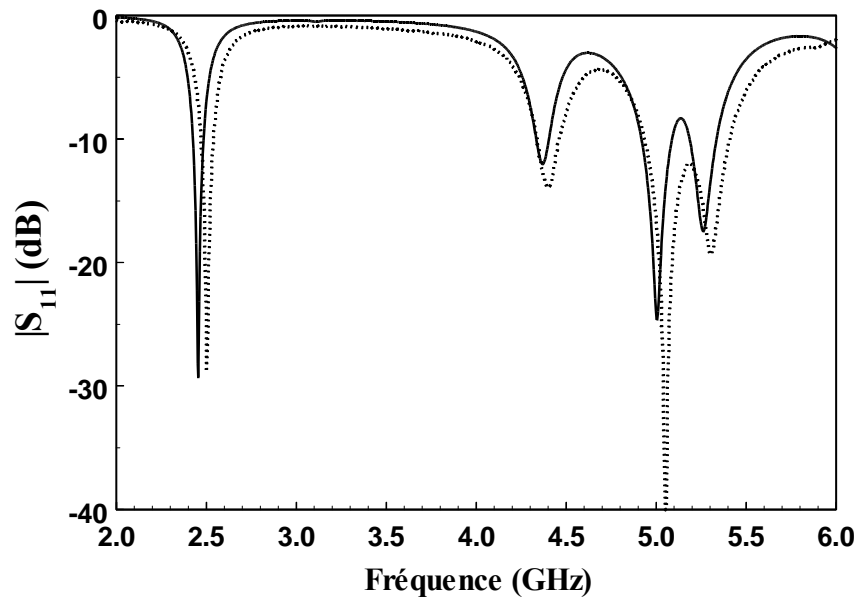


Figure 4.11 : $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne WLAN/HIPERLAN2

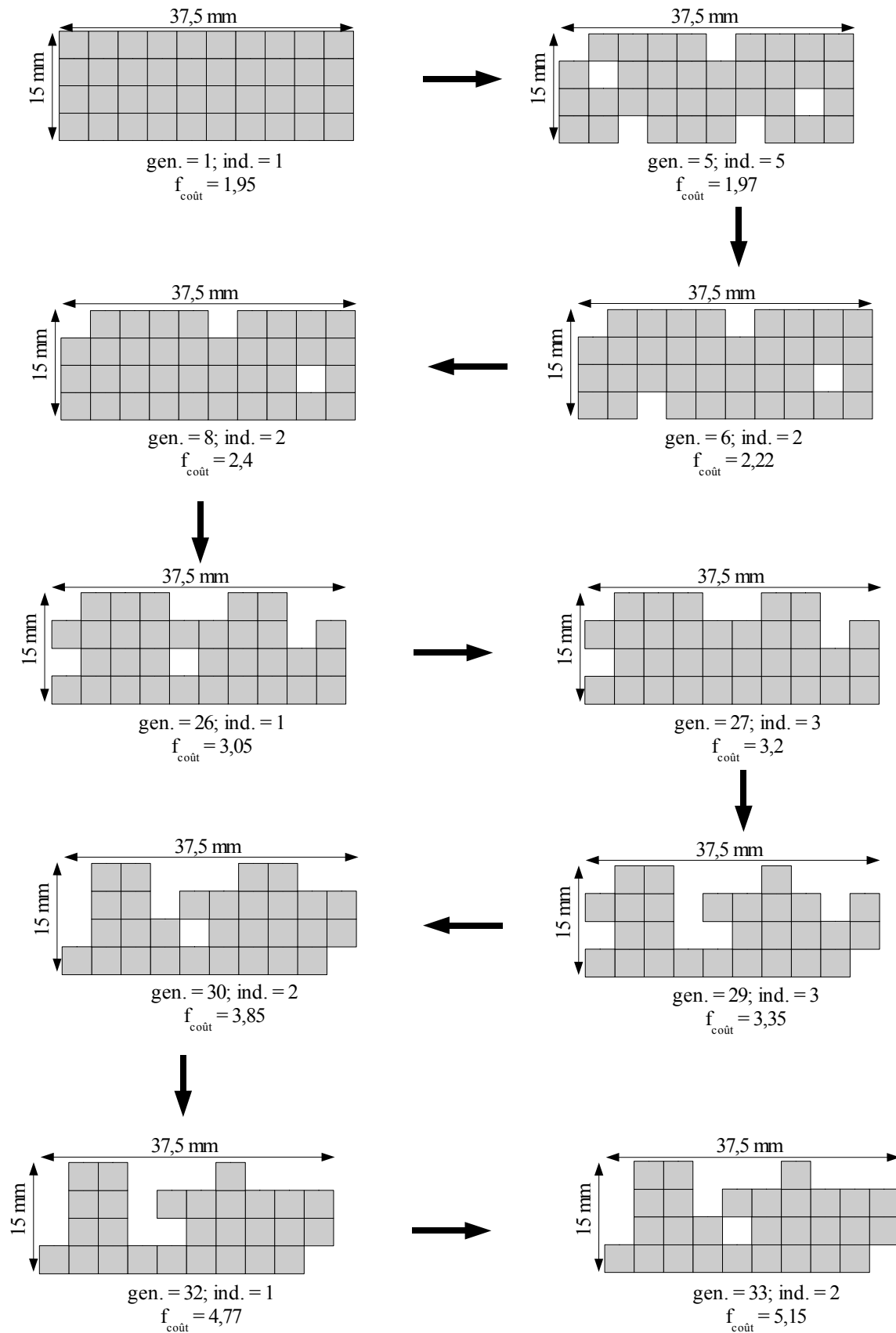
— mAG/TLM

----- mesure

L'antenne optimisée a été réalisée et mesurée. La **Figure 4.11** présente une

comparaison entre la simulation et l'expérience. Expérimentalement, la bande passante inférieure est de 80 MHz (3,3%) entre 2,46 GHz et 2,54 GHz (gabarit souhaité : 2,4-2,5 GHz). L'optimisation donne une bande passante de 80 MHz de 2,42 GHz à 2,5 GHz. Pour la bande supérieure, la mesure fournit une bande passante de 500 MHz (9,7%) entre 4,9 GHz et 5,4 GHz (gabarit souhaité : 5,15-5,35 GHz), tandis que l'optimisation présente une bande passante de 440 MHz (8,5%) entre 4,9 GHz et 5,33 GHz, avec une légère remontée à $|S_{11}|_{dB} > -10$ dB entre de 5,08 GHz et 5,18 GHz. Malgré un petit décalage sur les fréquences de travail et bien que les résultats de mesure soient plus favorables, nous pouvons conclure qu'il existe une bonne concordance entre la simulation et l'expérience.

La **Figure 4.12** permet s'illustrer en image l'évolution des formes d'antenne obtenues au cours du processus d'optimisation. Seule la partie optimisée du pavé rayonnant correspondant au meilleur individu est représentée. Le numéro et la fonction coût de cet individu sont également précisés. Enfin, les différentes étapes reportées correspondent à des augmentations importantes de la fonction coût, cette évolution souligne le caractère non intuitif de cette optimisation.



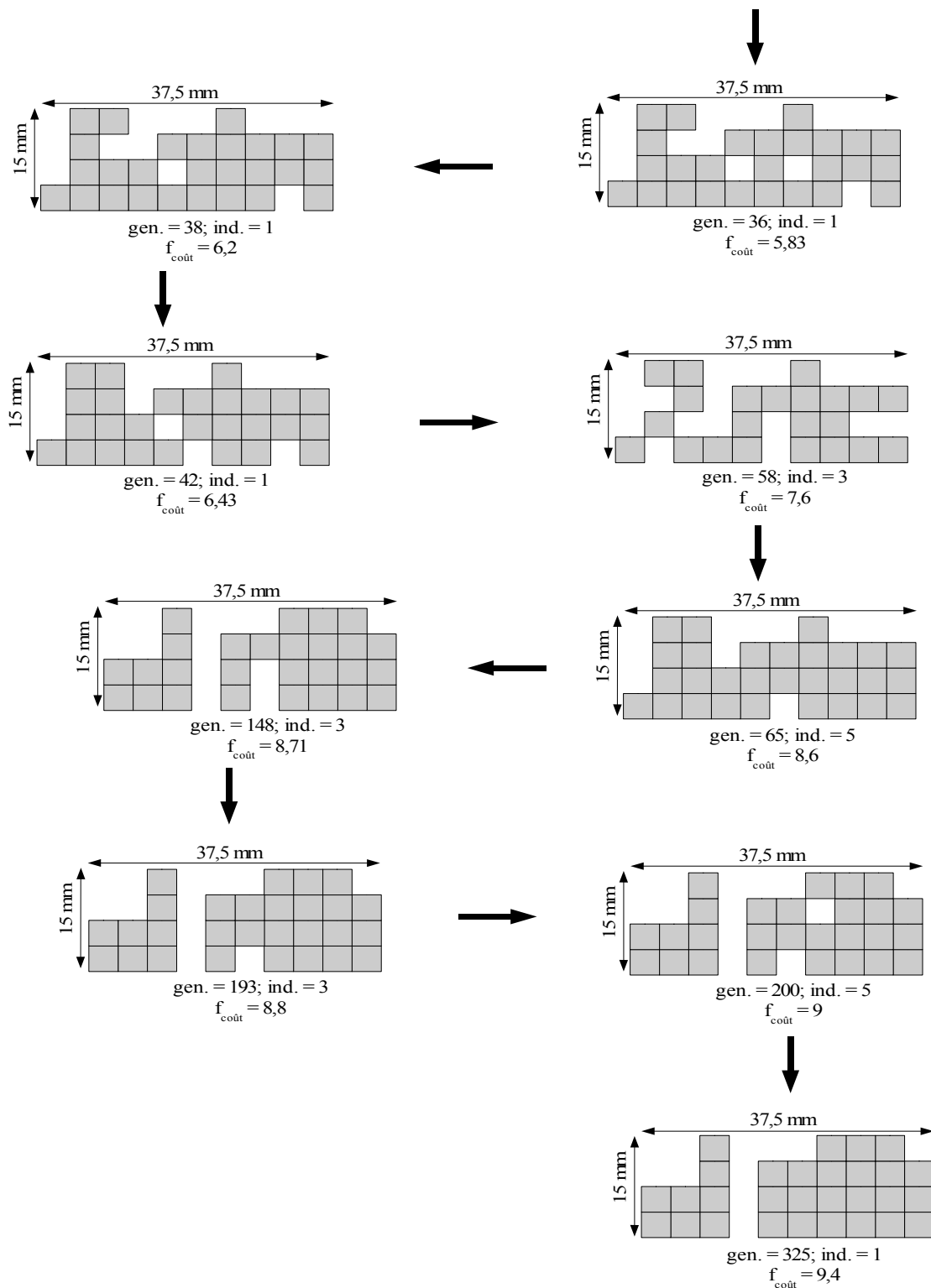


Figure 4.12 : Evolution de la forme des antennes en fonction des générations
Optimisation de l'antenne WLAN/HIPERLAN2

4.2.2.3 Effet de la non-imposition de la structure initiale

Contrairement à ce qui a été fait dans le paragraphe précédent, un mAG part généralement d'une population de chromosomes générés aléatoirement. Afin d'apprécier l'avantage d'imposer un individu dans la génération initiale, nous avons effectué l'optimisation de cette antenne en créant de manière aléatoire tous les individus de la génération initiale. La **Figure 4.13** représente la valeur maximale de la fonction coût des solutions de chaque génération à travers 600 générations. Nous pouvons constater qu'une structure de départ imposée permet d'améliorer la qualité de la solution obtenue avec une vitesse de convergence supérieure.

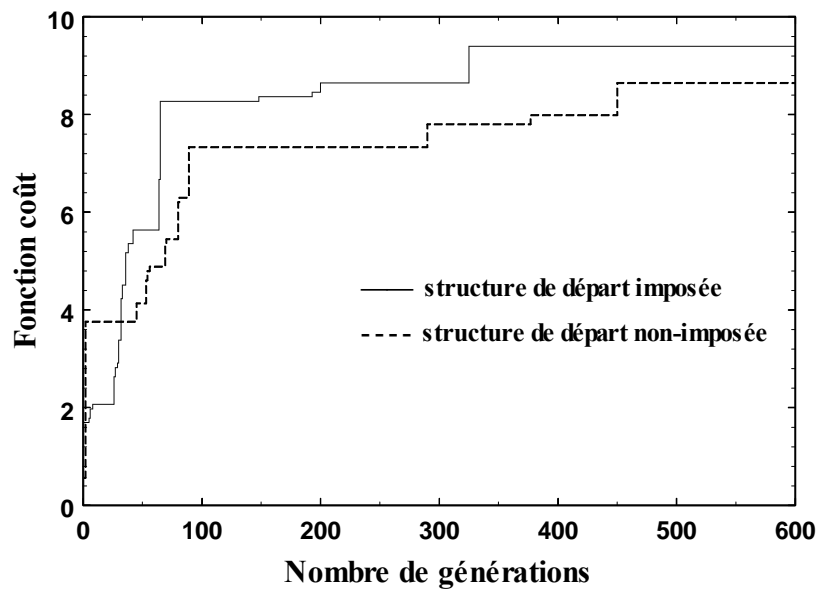


Figure 4.13 : Convergence de l'algorithme en fonction des conditions initiales

4.2.3 Antenne imprimée miniature obtenue par utilisation du codage binaire

La représentation précédente du codage à deux états a un inconvénient majeur. Elle ne permet pas d'envisager une optimisation sur la surface totale de l'antenne. Dans le cas de l'exemple précédent, une telle optimisation nécessiterait des individus de 100 bits

correspondant à 2^{100} solutions possibles. Dans le cas de structures complexes, ce chiffre est appelé à augmenter de manière significative. Malgré l'utilisation de calculateurs parallèles, cela conduirait à des temps de calcul prohibitifs.

Afin de surmonter ce problème, nous avons introduit une nouvelle technique qui permet de remplacer les trous gravés sur le pavé par des fentes. La forme du pavé rayonnant de l'antenne, que l'on veut optimiser, est toujours représentée par des zones métalliques et non-métalliques. Les fentes, zones non métalliques de formes rectangulaires, sont caractérisées par leur position, leur longueur et leur largeur, codées en binaire. L'avantage de cette représentation permet d'exploiter toute la surface de l'antenne. D'autre part, une petite variation d'un bit entre deux génotypes peut engendrer une grande modification entre les phénotypes ce qui n'est pas toujours le cas du codage à deux états.

4.2.3.1 Antenne de forme carrée

✓ Introduction

Dans cette optimisation, tous les paramètres TLM, ainsi que mAG sont identiques aux cas précédents. Le départ a lieu avec la même antenne imprimée originale que pour les exemples détaillés auparavant. L'optimisation mAG/TLM sera appliquée avec l'objectif de maximisation de la valeur absolue du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ dans les deux bandes de conception WLAN et HIPERLAN2.

Du fait que cette nouvelle procédure nécessite moins de paramètres pour décrire la forme de l'antenne, nous avons pu prendre en compte la position de l'alimentation. Par ailleurs, nous avons eu aussi la possibilité de limiter le nombre de fentes et leurs dimensions permettant ainsi d'augmenter la vitesse de convergence de l'algorithme. Cependant, un nombre limité de paramètres peut engendrer un résultat non optimal. Après avoir effectué quelques tests, le choix de trois fentes semble être un bon compromis pour cette étude. Pour représenter toutes les variables à optimiser, il faut alors utiliser 14 paramètres décrits ci-dessous :

- abscisse et ordonnée du point d'alimentation (2 paramètres)
- abscisse, ordonnée, longueur et largeur des trois fentes insérées (12 paramètres)

Une fois avoir choisies, les variables à optimiser, il nous faut définir le domaine de variation (espace de recherche) des variables. Cet espace de recherche dépend du maillage de l'antenne par la méthode TLM. Pour cette application, le pavé rayonnant de l'antenne, de dimension

37,5 mm x 37,5 mm, se compose de 30 mailles x 30 mailles de dimensions 1,25 mm x 1,25 mm. Le **Tableau 4.4** présente la variation possible de chaque paramètre.

	Nombre de paramètres	Intervalle de variation (maille)	Précision des paramètres	Nombre de bits	Longueur du chromosome
<i>Position de sonde coaxiale</i>	2	1-30	1	$5 \times 2 = 10$	70 bits
<i>Position des trois fentes</i>	3x2	1-30	1	$5 \times 3 \times 2 = 30$	
<i>Dimensions des trois fentes</i>	3x2	0-30	1	$5 \times 3 \times 2 = 30$	

Tableau 4.4 : Espace de recherche des variables à optimiser

Afin de représenter un chromosome dans chaque génération, il nous faut donc utiliser 70 bits. D'autre part, au cours du processus d'optimisation, les coordonnées du point d'alimentation sont parfois positionnées dans une des fentes. L'alimentation étant réalisée par couplage direct pour ce type d'antenne, ces solutions sont donc irréalistes. Ainsi, de telles situations sont systématiquement éliminées du processus d'optimisation.

✓ Résultat

La meilleure fonction coût est atteinte à la 435^e génération soit après 1802 évaluations (soit 1802 simulations TLM) des différentes formes possibles. Nous présentons, à la **Figure 4.14**, la configuration de l'antenne correspondant au meilleur individu. Le point noir précise la position du point d'alimentation. Cette configuration a les dimensions suivantes :

$L_c = 37,5$ mm, $l_{1c} = 31,25$ mm, $l_{2c} = 18,75$ mm, $l_{3c} = 30$ mm, $l_s = 25$ mm, $w_{1c} = 16,25$ mm, $w_{3c} = 3,75$ mm, $w_{2c} = w_{4c} = 7,5$ mm.

En utilisant les résultats de cette optimisation, on a mené une étude expérimentale afin de valider l'efficacité du couplage mAG/TLM. Les mesures sont réalisées avec l'analyseur de réseau HP 8720B. Le résultat du meilleur individu (435^e génération) obtenu par mAG/TLM en terme du coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ est tracé à la **Figure 4.15** et comparé à celui de la mesure. Cette antenne optimisée présente bien deux bandes de fréquences pour lesquelles l'antenne est adaptée : une bande inférieure centrée à 2,45 GHz et une bande supérieure centrée à 5,4 GHz. La comparaison des bandes passantes est effectuée

au **Tableau 4.5**. L'expérience et la simulation donnent des résultats assez proches. Nous observons un décalage d'environ 70 MHz sur la fréquence inférieure et 140 MHz sur la fréquence supérieure de la deuxième bande passante. Néanmoins, ces bandes passantes correspondent bien aux normes WLAN et HIPERLAN2.

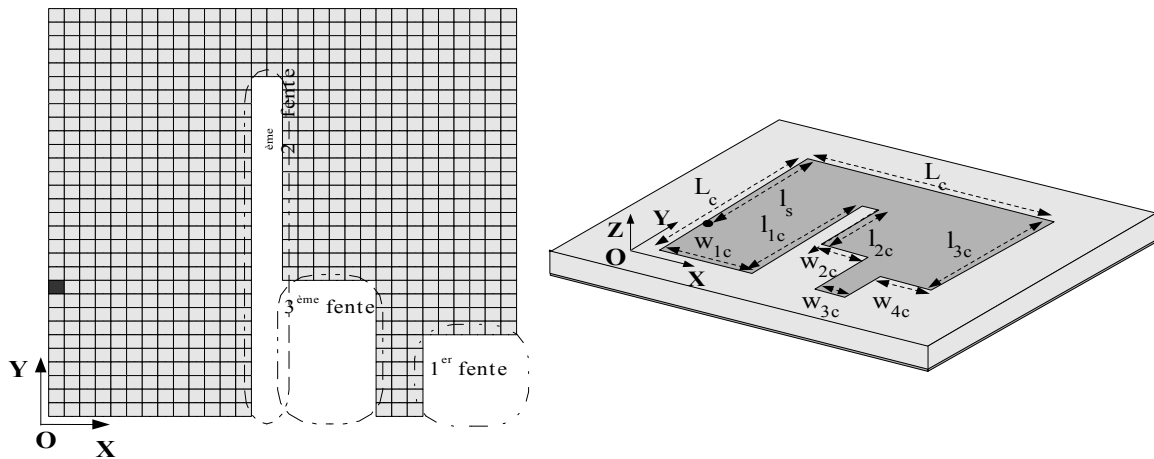


Figure 4.14 : Description géométrique de la structure optimisée

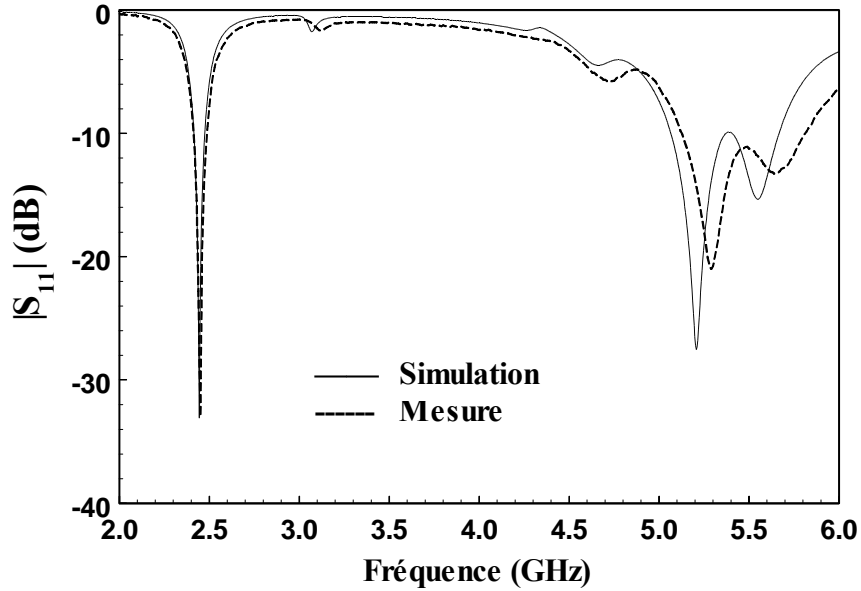
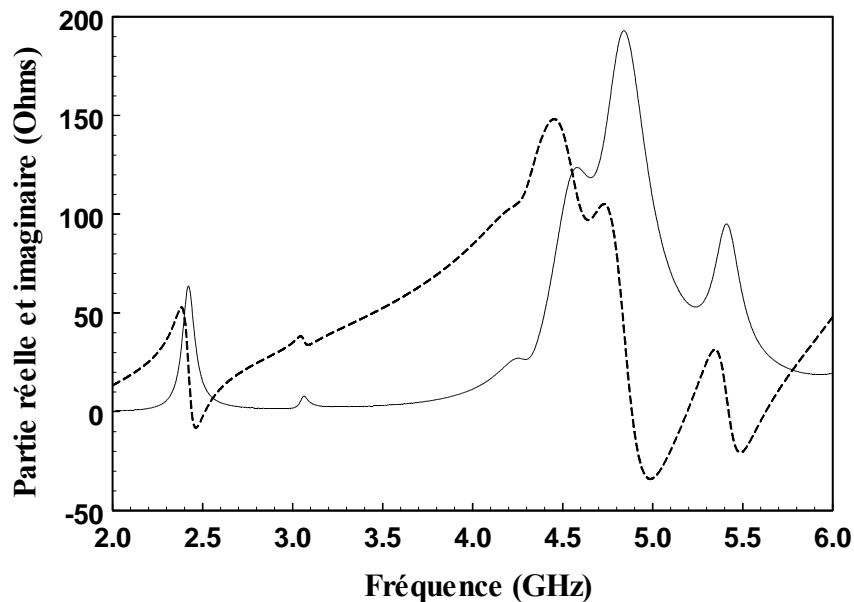


Figure 4.15 : $|S_{11}|_{dB}$ mesuré et simulé par TLM
Antenne carrée WLAN/HIPERLAN2 avec fentes

$ S_{11} _{dB} < -10 \text{ dB}$	WLAN (MHz)	HIPERLAN2 (MHz)
<i>TLM</i>	2410–2492 (3,4%)	5050–5680 (12%)
<i>Mesure</i>	2400–2493 (3,8%)	5130–5800 (12,3%)

Tableau 4.5 : Bandes passantes de l'antenne WLAN/HIPERLAN2

L'impédance d'entrée de l'antenne optimisée est représentée à la **Figure 4.16**. L'étude des parties réelle et imaginaire ainsi que le résultat du module de $|S_{11}|_{dB}$ montrent que les caractéristiques des fentes et la position du point d'alimentation engendrent une bonne adaptation de la bande inférieure et un rapprochement des résonances supérieures permettant d'adapter ($|S_{11}|_{dB} < -10 \text{ dB}$) et d'élargir la bande passante supérieure de cette antenne optimisée.

**Figure 4.16** : Parties réelle (—) et imaginaire (----) de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2 avec fentes simulées par TLM

Les diagrammes de rayonnements, simulés par TLM et mesurés dans les plans E (xoz) et H (yoz) pour les fréquences centrales des bandes utiles, sont représentés à la **Figure 4.17**. Bien que n'ayant pas cherché à optimiser le rayonnement, nous obtenons, du moins pour les composantes principales dans chaque plan, des résultats très proches de ceux mesurés pour une antenne imprimée classique de forme carrée.

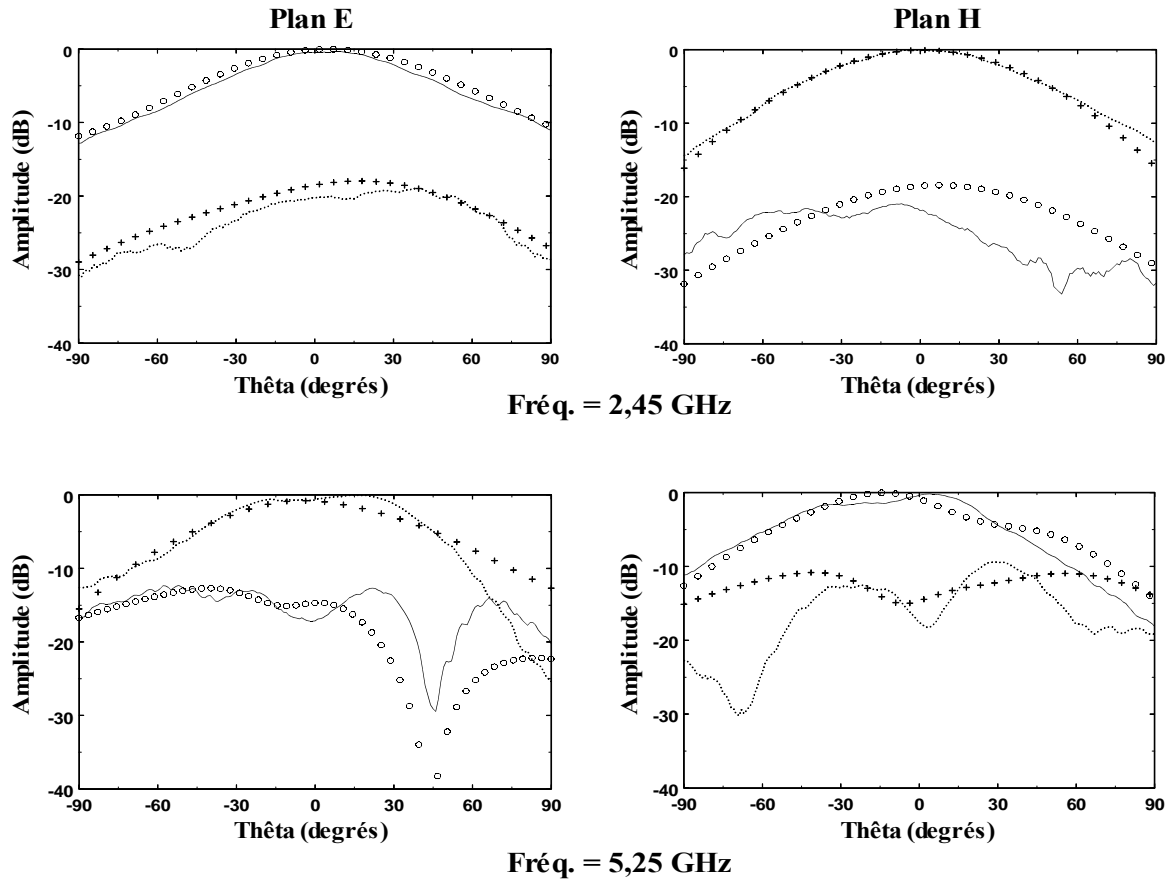


Figure 4.17 : Diagrammes de rayonnements de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2 avec fentes sur plan de masse de 120 x 120 mm²

E_{θ} (—) et E_{ϕ} (· · · · ·) mesurées

E_{θ} (o o o) et E_{ϕ} (+ + +) simulées par TLM

On constate une bonne concordance entre l'expérience et la simulation pour la fréquence inférieure. Par contre, il existe un léger décalage pour la fréquence supérieure. Dans le plan E, l'angle d'ouverture à -3 dB expérimental est environ 62° à la fréquence de 2,45 GHz et 70° à la fréquence de 5,25GHz. Le pic de polarisation croisée à la fréquence inférieure est à -19dB. Par contre, il est d'environ -12dB à la fréquence supérieure. Les constatations que l'on peut faire dans le plan H sont similaires à celles décrites pour le plan E.

La méthode de TLM peut également caractériser le gain d'une antenne. La **Figure 4.18** représente la comparaison entre le gain mesuré et le gain simulé dans deux

bandes de WLAN et HIPERLAN2. Nous constatons qu'il y a un décalage de 1 dB pour la bande inférieure et 1,5 dB pour la bande supérieure. Cette antenne a un gain élevé, elle est plus directive dans la bande de fréquence inférieure.

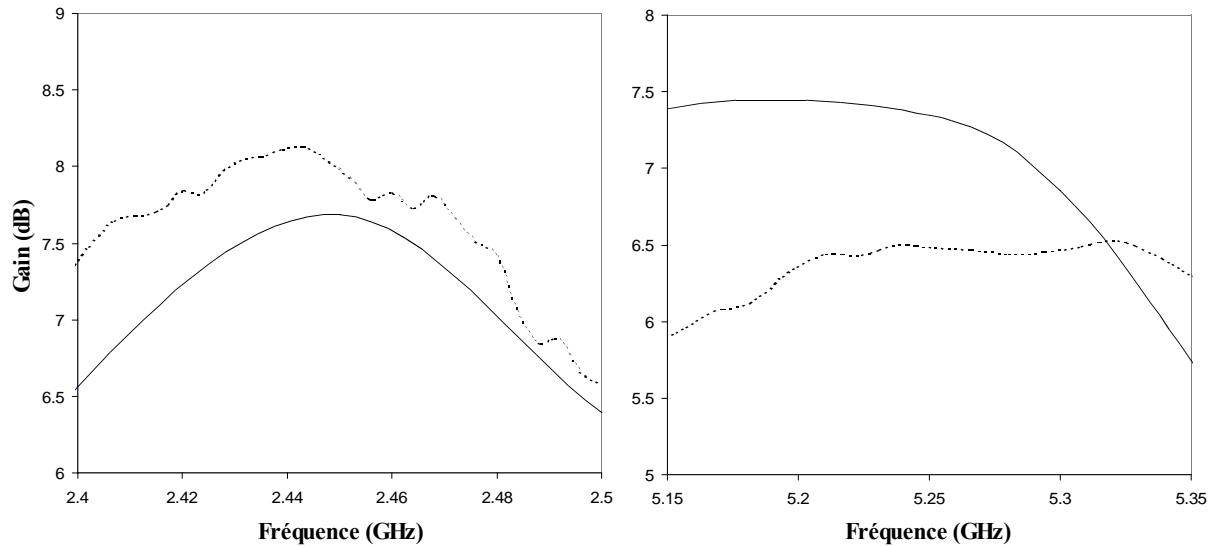


Figure 4.18 : Gain de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2

— simulation TLM mesure

➤ Influence des fentes

Afin de pouvoir évaluer l'influence de chaque fente créée sur l'adaptation de cette antenne, une étude paramétrique a été effectuée par TLM (**Figure 4.19**). Dans cette étude, nous avons bouché successivement chaque fente, et nous avons observé la variation des fréquences de résonance et l'adaptation dans les bandes souhaitées.

Les effets de la 1^e et 2^e sont prépondérants dans la bande WLAN, tandis que la 3^e fente affecte plus particulièrement la bande HIPERLAN2. Mais là encore, les effets cumulés des 3 fentes sont difficilement prédictibles de façon intuitive.

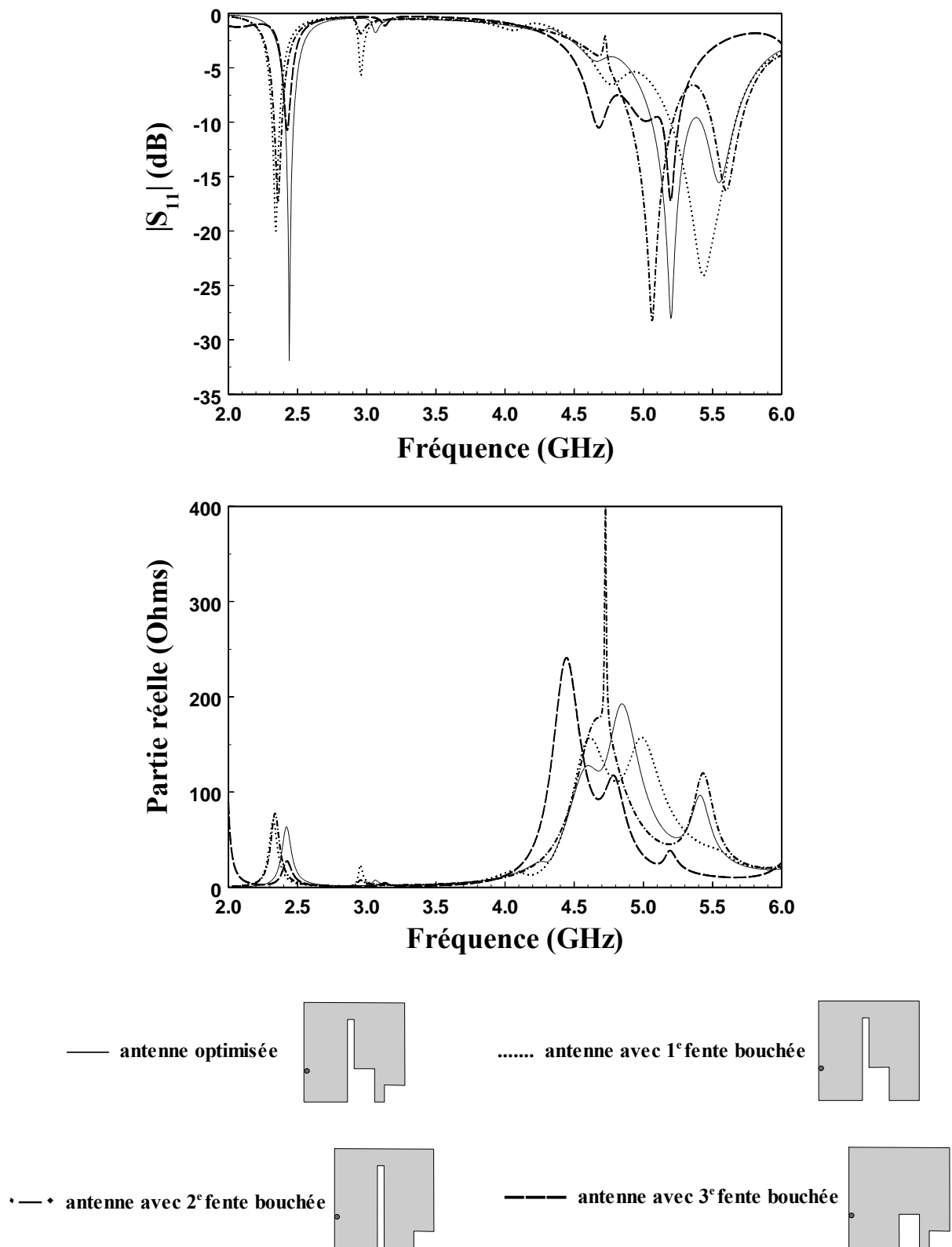


Figure 4.19 : Effets des fentes sur l'adaptation de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2

4.2.3.2 Antenne de forme carrée pour les normes WLAN et HIPERLAN2 indoor/outdoor

Afin d'évaluer la capacité du code mAG/TLM à concevoir de manière optimale des antennes de forme non intuitive avec des contraintes spécifiques, nous avons envisagé d'étendre le fonctionnement à une troisième bande de fréquence. Les paramètres de l'AG ainsi que ceux des simulations TLM sont identiques au cas précédent. Seule la fonction coût est modifiée pour tenir compte de la troisième bande de fréquence satisfaisant à la norme HIPERLAN2 outdoor (5470 MHz – 5725 MHz).

La meilleure solution a été trouvée après environ 530 générations. Cela a nécessité d'évaluer 2100 configurations différentes, soit environ 30 h de simulation sur 12 processeurs parallèles du système IBM-SP. La forme de l'antenne correspondant au meilleur individu est représentée à la **Figure 4.20**.

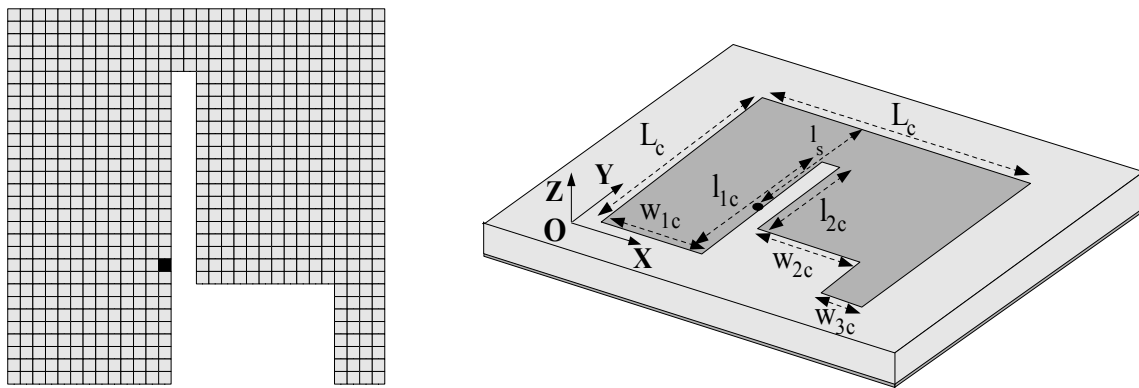


Figure 4.20 : Description géométrique de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2 indoor et outdoor

$$L_c = 37,5 \text{ mm}, l_{1c} = 31,25 \text{ mm}, l_{2c} = 21,25 \text{ mm}, l_s = 25 \text{ mm}$$

$$w_{1c} = 16,25 \text{ mm}, w_{2c} = 13,75 \text{ mm} \text{ et } w_{3c} = 5 \text{ mm}$$

Sur la **Figure 4.21**, on a comparé les coefficients de réflexion mesuré et optimisé. Le **Tableau 4.6** résume les bandes passantes obtenues pour cette structure optimisée. Dans la bande WLAN, on constate une bonne concordance entre la simulation TLM et la mesure. Dans les deux bandes HIPERLAN2 (indoor et outdoor), on remarque un léger écart des fréquences de résonance.

$ S_{11} _{\text{dB}} < -10 \text{ dB}$	WLAN (MHz)	HIPERLAN2 indoor et outdoor (MHz)
<i>mAG/TLM</i>	2410–2500 (3,7%)	4960–5910 (17,5%)
<i>Mesure</i>	2420–2510 (3,7%)	4950–5960 (18,5%)

Tableau 4.6 : Bandes passantes de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2 indoor et outdoor

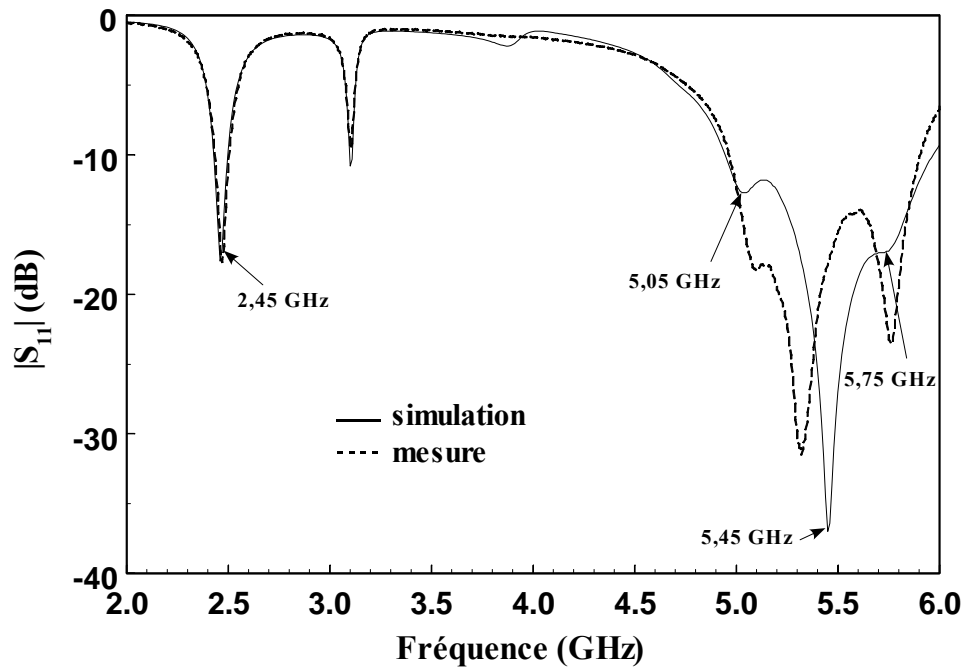


Figure 4.21 : $|S_{11}|_{\text{dB}}$ de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2 indoor et outdoor

Nous nous intéressons également aux diagrammes de rayonnement de cette antenne simulés par la méthode TLM dans les trois bandes WLAN, HIPERLAN2 indoor et HIPERLAN2 outdoor ; cela à leurs fréquences de résonance $\text{Fréq}_1 = 2,45 \text{ GHz}$, $\text{Fréq}_2 = 5,05 \text{ GHz}$, $\text{Fréq}_3 = 5,45 \text{ GHz}$, et $\text{Fréq}_4 = 5,75 \text{ GHz}$ (**Figure 4.22**). Pour les trois premières fréquences, nous constatons que les composantes de la polarisation croisée sont toujours inférieures de -15 dB, -10 dB, et -12 dB aux fréquences respectives de 2,45 GHz, 5,1 GHz, et 5,3 GHz, par rapport aux composantes de la polarisation principale. Pour la dernière fréquence $\text{Fréq}_4 = 5,8 \text{ GHz}$, les composantes de la polarisation croisée sont relativement élevées par rapport aux composantes de la polarisation principale à l'extérieur de l'intervalle $(-30^\circ; +30^\circ)$.

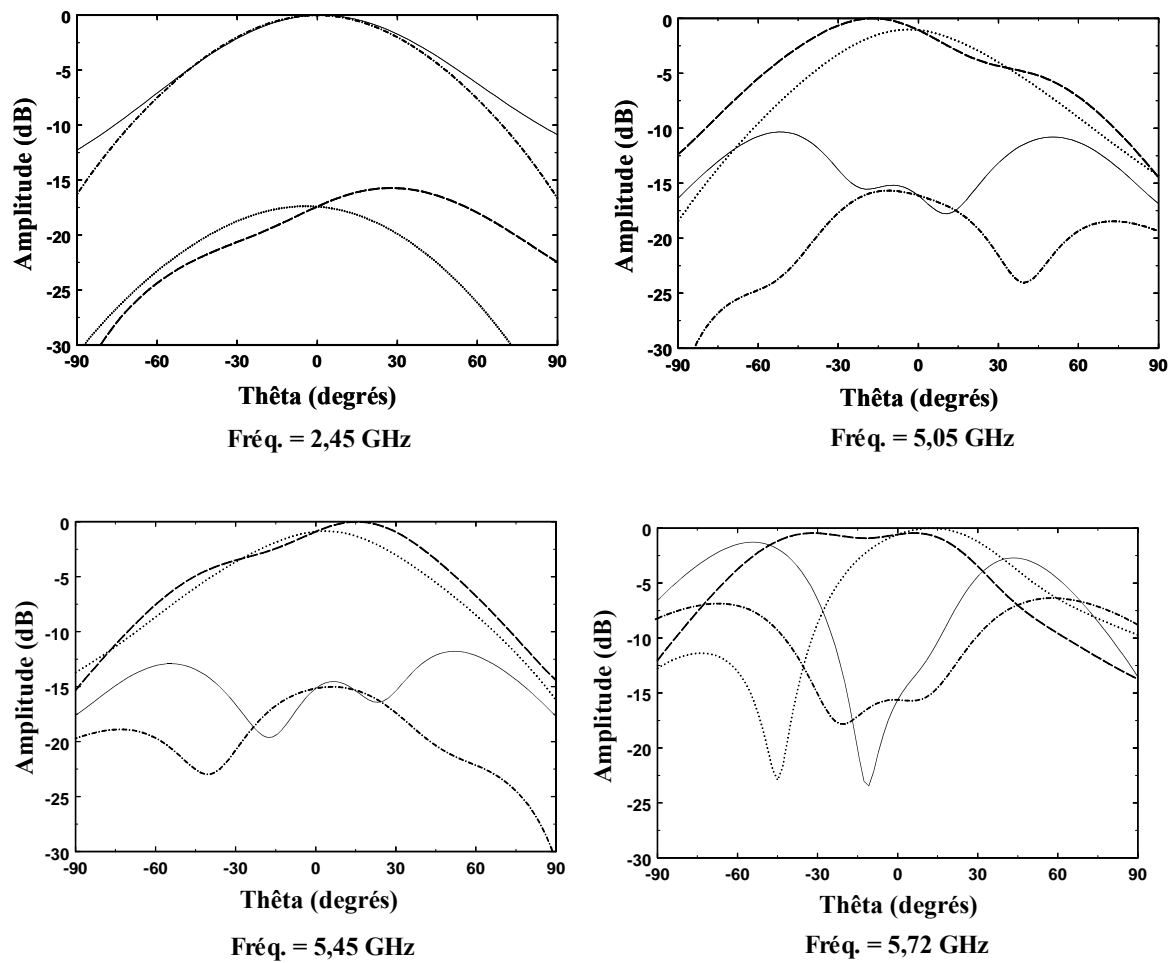


Figure 4.22 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne carrée WLAN/HIPERLAN2 indoor et outdoor simulés par TLM

— Plan E (xoz), E_{θ}
 Plan E (xoz), E_{ϕ}
 - - - Plan H (yoz), E_{θ}
 - . . . Plan H (yoz), E_{ϕ}

Enfin, nous pouvons conclure qu'avec une procédure d'optimisation identique, la prise en compte de contrainte supplémentaire par le simple changement de la fonction coût permet au couplage mAG/TLM de fournir efficacement des antennes de formes variées pour les communications sans fil.

4.2.3.3 Antenne de forme rectangulaire

Cette étude a été réalisée afin d'évaluer les capacités du couplage mAG/TLM à fournir une procédure de conception automatique des antennes. C'est aussi l'occasion de tester

ses performances en présence d'un nombre relativement élevé de paramètres à optimiser.

Le point de départ est un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 2,55$) de volume $60 \times 60 \times 3,048 \text{ mm}^3$. L'objectif est d'obtenir une antenne satisfaisant aux normes WLAN et HIPERLAN2. L'optimisation est effectuée en créant un pavé rayonnant rectangulaire et des fentes sur ce substrat. Le point d'alimentation est également un paramètre à optimiser.

D'après le **Tableau 4.7**, le nombre total de paramètres à optimiser est de 18 conduisant à des chromosomes constitués de 108 bits.

	Nombre de paramètres	Intervalle des paramètres	Précision des paramètres	Nombre de bits	Longueur du chromosome
<i>Coordonnées du pavé rayonnant</i>	2	$1\Delta l - 48\Delta l$	Δl	$6 \times 2 = 12$	108 bits
<i>Dimensions du pavé rayonnant</i>	2	$1\Delta l - 48\Delta l$	Δl	$6 \times 2 = 12$	
<i>Coordonnées de la sonde coaxiale</i>	2	$1\Delta l - 48\Delta l$	Δl	$6 \times 2 = 12$	
<i>Coordonnées des trois fentes</i>	3×2	$1\Delta l - 48\Delta l$	Δl	$6 \times 3 \times 2 = 36$	
<i>Dimensions des trois fentes</i>	3×2	$0 - 47\Delta l$	Δl	$6 \times 3 \times 2 = 36$	

Tableau 4.7 : Espace de recherche des variables à optimiser

La définition de la fonction coût et les paramètres du mAG sont identiques à ceux utilisés lors des optimisations précédentes.

Bien que le nombre de solutions possibles soit bien plus élevé que dans le cas précédent (2^{108} au lieu de 2^{70}), le code mAG/TLM converge aussi rapidement. En effet, une solution satisfaisante est obtenue à la 520^e génération, ce qui représente environ 1800 évaluations de structures différentes. La **Figure 4.23** illustre la configuration de l'antenne optimisée.

L'antenne optimisée, sur laquelle sont réalisées les fentes, a les dimensions suivantes : $L = 42,5 \text{ mm}$, $l_1 = 18,75 \text{ mm}$, $l_2 = 8,75 \text{ mm}$, $l_3 = 5 \text{ mm}$, $W = 32,5 \text{ mm}$, $w_1 = 23,75 \text{ mm}$, $w_2 = 12,5 \text{ mm}$, $l_c = 17,5 \text{ mm}$ et $w_c = 10 \text{ mm}$.

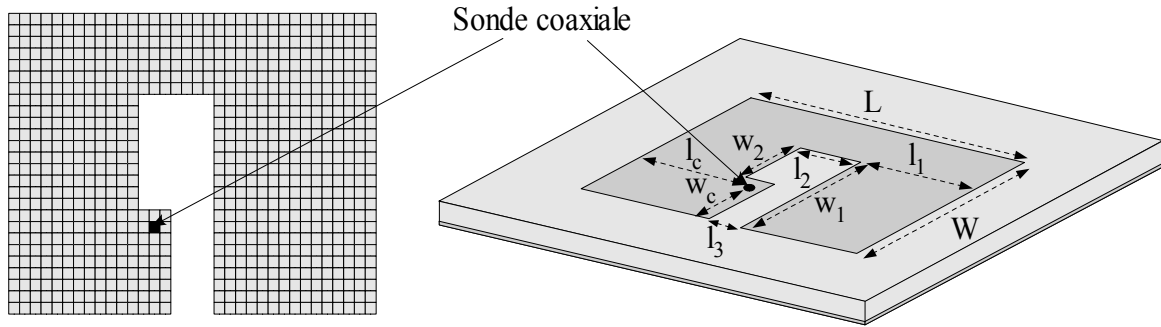


Figure 4.23 : Description géométrique de l'antenne rectangulaire WLAN/HIPERLAN2 indoor

Un prototype de cette antenne a été fabriqué sur un plan de masse de 100 x 100 mm, et mesuré. Le coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ simulé est comparé à celui mesuré à la **Figure 4.24**.

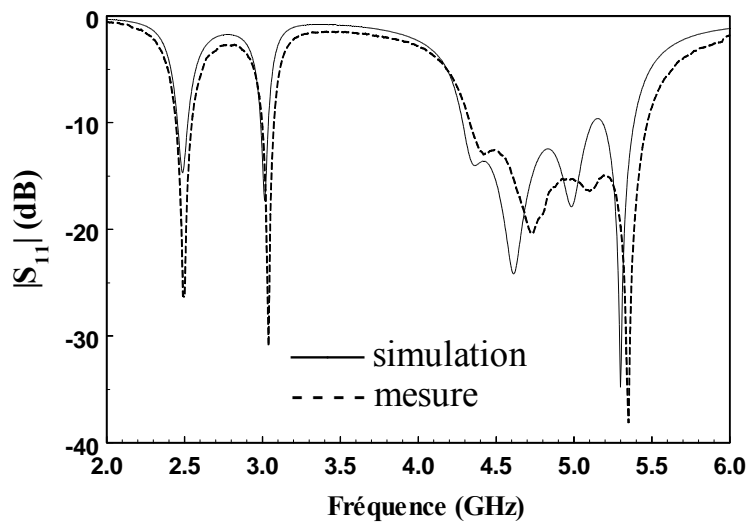


Figure 4.24 : $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne rectangulaire WLAN/HIPERLAN2 indoor

$ S_{11} _{dB} < -10 \text{ dB}$	WLAN (MHz)	HIPERLAN2 indoor (MHz)
<i>mAG/TLM</i>	2435–2520 (3,4%)	4280–5380 (22,9%)
<i>Mesure</i>	2430–2530 (4%)	4320-5460 (23,3%)

Tableau 4.8 : Bandes passantes de l'antenne WLAN/HIPERLAN2 indoor

Les bandes passantes, pour $|S_{11}|_{dB}$ inférieur à -10 dB, sont résumées dans le **Tableau 4.8**. On constate que ces résultats sont très proches et que les bandes passantes de l'antenne optimisée et de l'antenne expérimentale correspondent aux normes WLAN et HIPERLAN2.

4.3 Conclusion

Le couplage entre le micro-algorithme génétique (mAG) et la TLM a été appliqué dans ce chapitre, pour concevoir des antennes imprimées pour les normes WLAN et HIPERLAN2. Ces nouvelles configurations ont été obtenues à partir :

- de principes différents pour la représentation des variables à optimiser
- de gabarits souhaités
- de la définition d'objectifs différents

Nous avons ainsi introduit une grande variété d'antennes imprimées ayant des formes différentes tel que : carré, rectangle, polygone avec ou non des fentes insérées. Nous avons également étudié le diagramme de rayonnement de ces types d'antenne.

Enfin, nous avons prouvé l'efficacité du code mAG/TLM à concevoir de différentes antennes de manière optimale et originale ou non intuitive.

Dans la continuité de cette recherche, nous allons présenter les nouvelles structures de l'antenne PIFA et de l'antenne fil-plaque bi-bande ou large bande satisfaisant aux normes GSM, DCS, PCS, UMTS, WLAN et HIPERLAN.

Chapitre 5 : Optimisation des Antennes PIFA et Fil-plaque monopolaire

Ce chapitre est consacré à l'utilisation du couplage mAG/TLM pour étudier de nouveaux types d'antennes miniatures comme les antennes PIFA et fil-plaque monopolaire. Ces antennes semblent les plus intéressantes du point de vue des applications en raison de leurs miniaturisation et intégration facile dans les téléphones cellulaires.

Dans la première partie, nous nous intéressons à l'utilisation du couplage mAG/TLM pour la conception des antennes PIFA. Ces antennes peuvent répondre simultanément aux cahiers des charges de différents standards de communication telles que : GSM/DCS, DCS/WLAN ou DCS/PCS/UMTS.

En plus de leur taille réduite, les antennes fils-plaque ont l'avantage de fournir un diagramme de rayonnement de type monopôle. Aussi, dans la deuxième partie, notre travail est basé sur la conception d'antennes fils-plaques monopolaires répondant aux standards UMTS/HIPERLAN2 ou WLAN/HIPERLAN2.

5.1 Motivation de cette étude

La téléphonie mobile implique le développement d'antennes miniatures, large bande et multi-bande. La prise en compte, dans la conception et dans la réalisation, de ces spécificités n'est pas sans poser des problèmes. Le LEAT a dirigé une partie de ses recherches dans le sens de cette miniaturisation. Des antennes originales et de faibles dimensions ont été ainsi développées telles que les antennes de type E, S, double C, PIFA et fil-plaque [52-54]. Cependant, il a été mis en évidence, au cours des travaux du LEAT, que les antennes PIFA et fils-plaques sont les meilleures candidates pour répondre aux demandes dans le domaine de la téléphonie mobile. Actuellement, plusieurs antennes miniatures multi-bande et large bande de types PIFA et fils-plaque sont réalisées à partir de la combinaison de différentes techniques : fentes et courts-circuits.

Il est à noter que les courts-circuits peuvent être des courts-circuits plans ou

courts-circuits filaires. Les phénomènes physiques engendrés par l'utilisation de courts-circuits sont nombreux [52] et permettent :

- de modifier la polarisation du champ rayonné ;
- de créer les antennes bi-fréquence ;
- de déplacer la fréquence de fonctionnement ;
- ou encore de contrôler l'impédance d'entrée.

D'autre part, la découpe de fente dans un résonateur est une technique largement rencontrée dans les antennes multi-fréquence. L'utilisation des fentes offre la possibilité d'élargir la bande passante, de créer des résonances parasites sans augmenter les dimensions transversales et la hauteur de l'antenne. Cependant, elle n'est pas sans poser des problèmes :

- choix de la forme des fentes ;
- emplacement des fentes ;
- excitation des fentes c'est-à-dire position par rapport à la sonde d'alimentation ;
- contrôle des modes supérieurs ;
- adaptation sur toute la bande.

D'après Carrere [52], on rencontre principalement deux types de fentes : la demi-onde non débouchante et la fente quart d'onde débouchante. L'ensemble de ces fentes peut prendre aussi des formes telles que fentes en U, fente en peigne...

D'autre part, la plus part des conceptions canoniques d'antennes miniatures porte sur l'étude séparée de chaque paramètre pour évaluer leur influence sur les propriétés de l'antenne, par exemple :

- effets de l'emplacement des fentes, de leurs formes et de leurs excitations ;
- effets de la position du point d'alimentation ;
- effets de l'emplacement et de la taille des courts-circuits.

Des études paramétriques sont systématiquement développées au LEAT. Leur analyse permettent de choisir la solution optimale. Cela nécessite une dépense importante de temps de calcul, d'analyse et de mise au point expérimentale.

Dans notre cas, l'utilisation du couplage mAG/TLM permet de mener une étude du même type mais sous forme automatique, en prenant en compte les effets simultanés de l'ensemble des paramètres.

5.2 Conception des antennes PIFA

5.2.1 Normes des communications avec les mobiles

Dans les années 80, les premiers systèmes de téléphonie mobile sont apparus. Ils existaient sous une forme caractérisée par l'utilisation d'un mode de transmission à modulation analogique. Les problèmes majeurs des mobiles de la première génération étaient liés à leur taille et leur poids trop élevés. Avec le développement des techniques de traitement numériques permettant d'augmenter l'efficacité spectrale des modulations, la deuxième génération de téléphone portable a été introduite en Europe au début des années 90, grâce à l'instauration de la norme GSM. La norme GSM présente des avancées technologies importantes. Elle aboutit au concept du terminal portatif de poche. Aujourd'hui, le succès fulgurant de la norme GSM permet d'atteindre plus de 650 millions d'utilisateurs dans plus de 174 pays. Cependant, du fait du développement de la technologie, de la demande croissante d'échanges de données, les réseaux GSM présentent encore trop de limitations. Le besoin d'une nouvelle génération de systèmes mobiles s'est imposé. A l'initiative de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications) et de l'ETSI (European Telecommunication Standards Institute), ont été instaurées deux normes mondiales respectivement nommées IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000) et UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) comprenant les services de la deuxième génération auxquels ont été ajoutés de nouveaux services tels que la transmission des données haut débit, la vidéo et le multimédia.

Les conférences mondiales des radiocommunications ont désigné au plan mondial les bandes de fréquence pour GSM 900, DCS 1800, PCS 1900 et UMTS (**Tableau 5.1**).

Il y a trois catégories d'opérateurs [52-53] qui pourront exister après l'attribution des autorisations UMTS :

- les opérateurs avec une autorisation GSM (GSM 900 et/ou DCS 1800) et UMTS
- les opérateurs avec une autorisation GSM uniquement
- les opérateurs avec une autorisation UMTS uniquement

Après avoir succinctement présenté les normes utilisées, nous allons nous

intéresser à la conception d'antennes de faibles dimensions qui offrent un intérêt certain en communication mobile.

	<i>GSM 900</i>	<i>DCS 1800</i>	<i>PCS 1900</i>	<i>UMTS</i>	
Bande Tx (MHz)	880 - 915	1710 – 1785	1850 – 1910	1920 – 1980	1900 – 1920
Bande Rx (MHz)	925-960	1805 – 1880	1930 – 1990	2110 – 2170	2010 – 2025

Tableau 5.1 : Bandes de fréquence de transmission et de réception des différentes normes

5.2.2 Antenne PIFA bi-bande GSM/DCS

5.2.2.1 Introduction

Nous nous sommes intéressés à la conception d'une structure destinée au fonctionnement bi-bande sur un plan de masse de dimensions réduites, en vue de l'intégration de cette antenne dans un boîtier de portable. Nous avons pour cela choisi un plan de masse dont la taille est de 33,75 mm x 100 mm. Le pavé rayonnant est placé à l'une des extrémités du plan de masse, à une hauteur de 9 mm. Afin de faciliter la fabrication de cette antenne, nous conserverons une marge de 2,5 mm entre le bord du plan de masse et le résonateur, comme indiqué à la **Figure 5.1**.

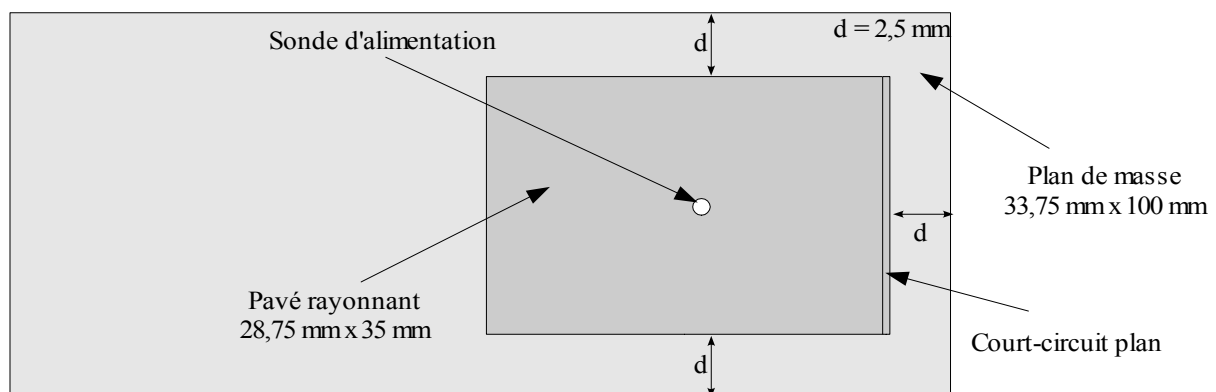


Figure 5.1 : Vue de dessus de l'antenne originale

5.2.2.2 Paramètres TLM

En ce qui concerne les paramètres de la simulation TLM, le détail est donné ci-dessous :

- Utilisation d'un maillage grossier de la sonde coaxiale
- Volume de calcul : 45x23x73 noeuds
- Plus petite dimension des cellules : $\Delta l_{\min} = 1,25$ mm
- Maillage uniforme dans le pavé rayonnant : $\Delta l = 1,25$ mm
- Nombre de mailles pour discrétiser le résonateur : 23 mailles x 28 mailles
- Plus grande dimension des cellules dans les parois absorbantes PML : $\Delta l_{\max} = (\lambda_{\min}/20) = 3,38$ mm
- Nombre de mailles dans les parois absorbantes PML : 7
- Excitation dans la bande [0,5 GHz : 2,5 GHz] par un signal sinusoïdal de 1,5 GHz modulé par une gaussienne de fréquence de coupure à -3 dB de 1 GHz
- Nombre d'itérations : 3000
- Nombre de processeurs utilisés : 12
- Temps de calcul : 87 s

5.2.2.3 Variables à optimiser et domaine de variation

Avant de mettre en oeuvre le couplage mAG/TLM, il est nécessaire de définir les variables à optimiser ainsi que leurs intervalles de variation. Pour une surface du pavé rayonnant fixée, il est évident que les caractéristiques de l'antenne PIFA dépendent beaucoup du point d'alimentation, de la hauteur de l'antenne, de la forme du pavé rayonnant, de la position et de la longueur du court-circuit plan. La forme du pavé rayonnant est caractérisée par les fentes gravées sur celui-ci. Parmi plusieurs types de fente, nous utilisons la fente en U (**Figure 5.2**), dont la description a été détaillée dans [50]. Afin de réduire la complexité de cette étude, nous fixons la largeur de la fente. Notre optimisation portera sur les 8 variables suivantes :

- les coordonnées de la sonde d'alimentation : deux variables ($S(x,y)$)
- la position selon l'axe OY et la largeur du court-circuit plan : deux variables ($C(y)$ et l_c)
- la position et les longueurs des trois bras de la fente en U : quatre variables ($F(y)$, l_{b1} , l_{b2} et l_{b3})

Lorsque les variables à optimiser ont été choisies, il faut définir l'espace de recherche correspondant. On s'appuiera sur des considérations concernant la structure physique.

Le maillage uniforme TLM est appliqué au pavé résonnant et la dimension d'une maille carrée est choisie de 1,25 mm. Afin de discrétiser un pavé de 28,75 mm x 35 mm, il est nécessaire d'utiliser 23 mailles x 28 mailles.

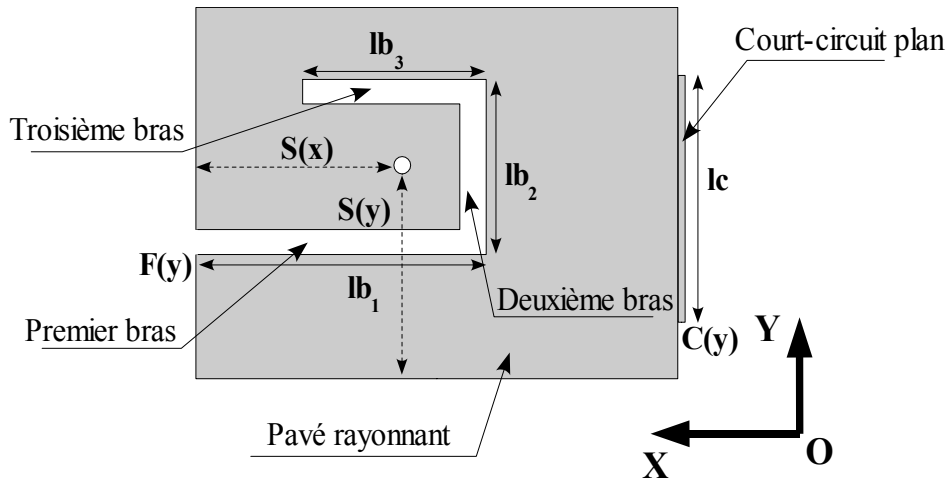


Figure 5.2 : Vue de dessus d'une antenne optimisée arbitraire

A l'aide de telles limites de maillage, nous pouvons définir l'espace de recherche selon le **Tableau 5.2**. Ainsi, la longueur totale des chromosomes tenant compte de toutes les variables pour cette optimisation est donc de 40 bits.

	$S(x)$	$S(y)$	$C(y)$	lc	$F(y)$	lb_1	lb_2	lb_3
Limite inférieure (maille)	1	1	1	1	1	1	1	1
Limite supérieure (maille)	28	24	23	23	24	28	24	28
Nbr. de bits pour coder	5	5	5	5	5	5	5	5

Tableau 5.2 : Domaine de variation des paramètres à optimiser pour l'antenne PIFA-GSM/DCS

5.2.2.4 Fonction coût

Nos objectifs sont des pertes faibles soit une énergie réfléchie faible dans chaque bande de fréquence espérée. Nous définissons donc les fonctions coût spécifiques suivantes :

Pour la bande GSM (880 MHz – 960MHz) :

$$Coût_{GSM} = \left| \frac{\sum_{n=1}^{N_{GSM}} |S_{11}(n)|_{dB}}{N_{GSM}} \right|$$

Pour la bande DCS (1710 MHz – 1880 MHz) :

$$Coût_{DCS} = \left| \frac{\sum_{n=1}^{N_{DCS}} |S_{11}(n)|_{dB}}{N_{DCS}} \right|$$

Où :

- $S_{11}(n)$: valeur du coefficient de réflexion pour le point de fréquence numéro n dans la bande GSM ou DCS
- N_{GSM} et N_{DCS} : nombres de points de fréquence dans la bande GSM ou DCS analysés par TLM
- Pour les valeurs $|S_{11}(n)|_{dB} < -10$ dB, nous imposons $|S_{11}(n)|_{dB} = -10$ dB

Après avoir défini nos fonctions coût spécifiques pour chaque bande de fréquence, et pour tenir compte des deux standards différents, nous avons défini la fonction coût globale par une simple somme pondérée des fonctions coût spécifiques :

$$Coût_{final} = \sum_i \alpha_i f_i$$

Les coefficients α_i permettent de privilégier tel objectif selon les applications visées pour i bandes de fréquence différentes. On peut ainsi orienter l'évolution vers une bande de fréquence préférée ou plus importante. Notre but est de concevoir une antenne fonctionnant parallèlement dans les deux bandes GSM et DCS, nous prenons donc $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$.

5.2.2.5 Résultats

Cette optimisation a été effectuée jusqu'à la 500^e génération soit 1327 simulations TLM. La meilleure solution a été acquise à la fin de la 144^e génération, ce qui correspond à 440 simulations TLM soit environ 10h de calcul sur 12 CPU du système IBM-SP3. Les paramètres de ce meilleur individu obtenu sont détaillés au **Tableau 5.3**.

<i>Meilleure solution</i>	<i>S(x)</i>	<i>S(y)</i>	<i>C(y)</i>	<i>lc</i>	<i>F(y)</i>	<i>lb₁</i>	<i>lb₂</i>	<i>lb₃</i>
Paramètres (maille)	8	11	10	5	4	19	15	17

Tableau 5.3 : Paramètres de la meilleure antenne PIFA pour les normes GSM/DCS

La structure correspondant à ces paramètres optimisés est présentée à la **Figure 5.3**. Ses dimensions sont : $lb_1 = 23,75$ mm, $lb_2 = 18,75$ mm, $lb_3 = 21,25$ mm, $l_1 = 11,25$ mm, $l_2 = 5$ mm, $lc = 6,25$ mm, $ls_1 = 10,625$ mm, $ls_2 = 24,375$ mm, $ls_3 = 14,375$ mm.

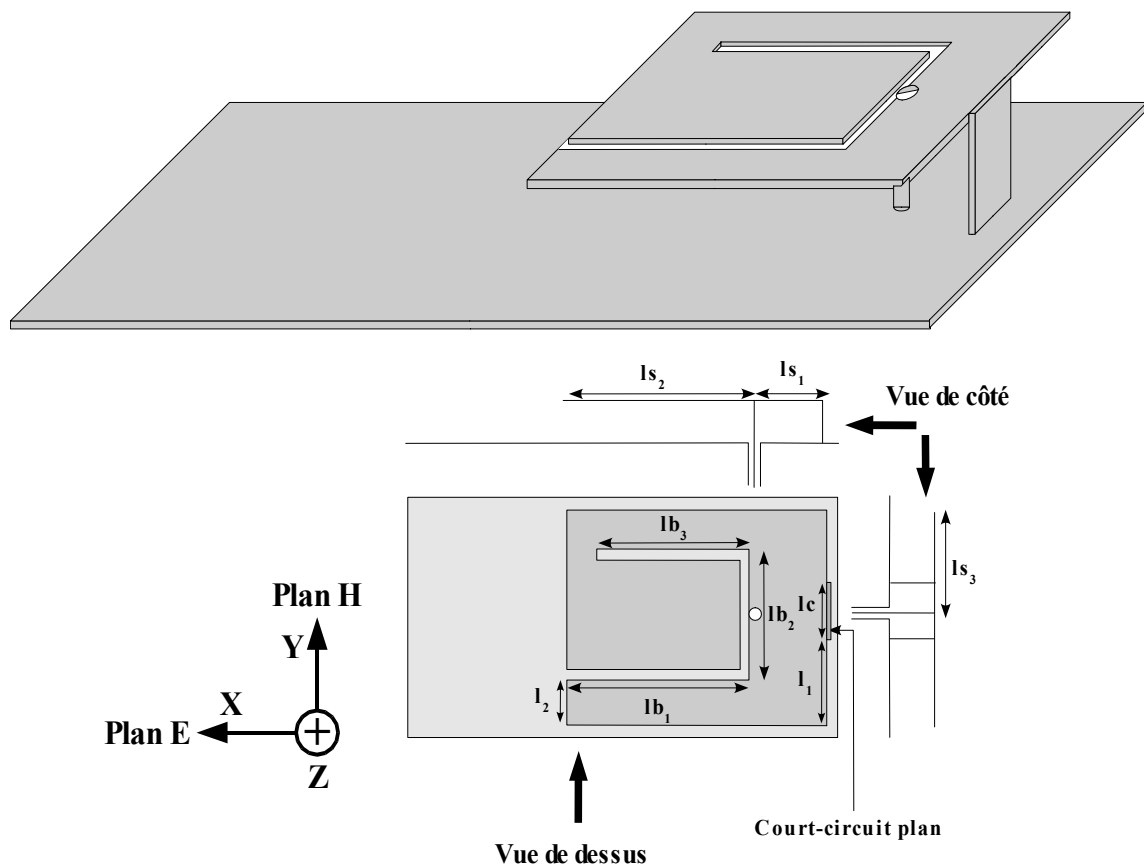


Figure 5.3 : Antenne PIFA bi-bande GSM/DCS

Nous avons réalisé cette antenne PIFA à l'aide de plaques de tôle d'épaisseur 0,3 mm. Le coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ mesuré est comparé au résultat de l'optimisation mAG/TLM et de la simulation IE3D à la **Figure 5.4**.

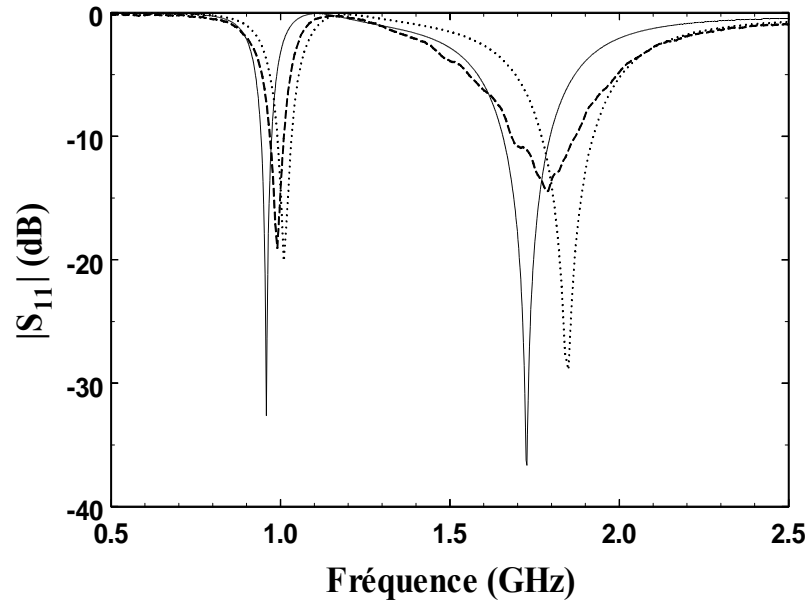


Figure 5.4 : $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne PIFA GSM/DCS

— Optimisation --- Mesure IE3D

Nous remarquons que cette structure comporte deux bandes passantes à $|S_{11}|_{dB} < -10$ dB. La première, due à la création de la fente sur le résonateur, est située dans la bande GSM et représente 4,2% de la bande à 0,95 GHz pour l'optimisation, 5,1% de la bande à 0,99 GHz pour la mesure et 5% de la bande à 1,005 GHz pour la simulation IE3D. Les deuxièmes bandes, conséquences de la résonance des dimensions du résonateur, sont respectivement de 8,6% centré sur 1,73 GHz pour l'optimisation, de 11,3% centré sur 1,78 GHz pour la mesure et de 9,2% centré sur 1,84 GHz pour la simulation IE3D.

Nous constatons que la concordance n'est pas excellente. Ceci est sans doute lié au maillage TLM utilisé qui discrétise, dans ce cas, la fente avec une seule maille [**Annexe B**]. Cela peut aussi, être dû aux tolérances liées à la fabrication de l'antenne. Nous pouvons observer également une légère remontée en fréquence du résultat expérimental par rapport à celui de l'optimisation, un décalage de 40 MHz pour la bande inférieure, et de 50 MHz pour la

bande supérieure entre l'optimisation et la mesure.

Bien que l'objectif ne soit pas concentré sur l'optimisation du diagramme de rayonnement, nous avons observé également le rayonnement de cette antenne obtenue sur les deux fréquences de résonance pour lesquelles l'antenne a une meilleure adaptation. Le résultat simulé par TLM est représenté à la **Figure 5.5**.

L'antenne présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel pour la fréquence de 0,95 GHz dans la bande GSM. Dans le plan E ($\Phi = 0^\circ$), la composante E_{θ} présente un niveau supérieur à -12 dB et dans le plan H ($\Phi = 90^\circ$), la composante E_{ϕ} est supérieure à -2 dB. Dans la bande DCS, le diagramme de rayonnement reste aussi relativement omnidirectionnel. Les composantes E_{θ} et E_{ϕ} présentent des niveaux relativement élevés (supérieur à -10 dB pour E_{θ} et à -4 dB pour E_{ϕ}) à la fréquence de 1,73 GHz.

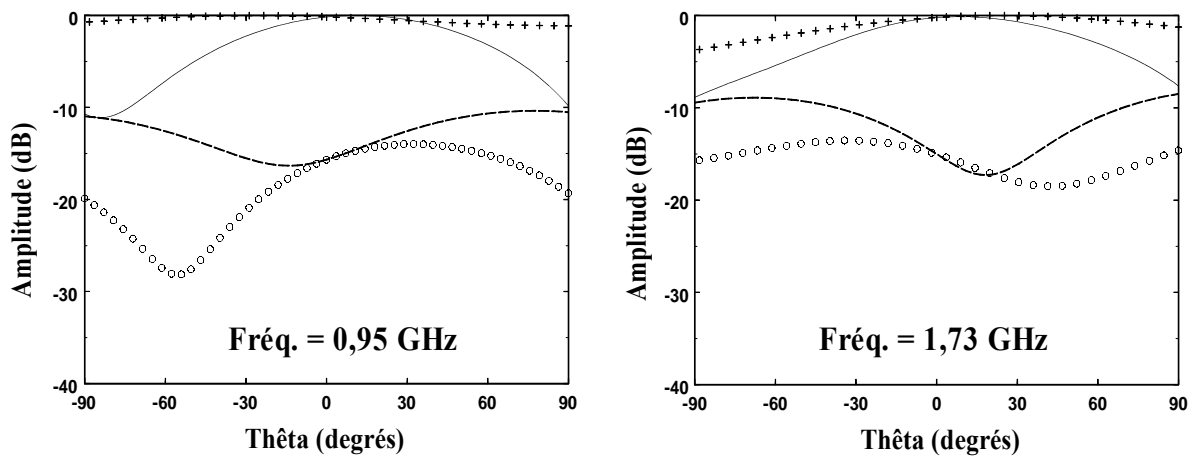


Figure 5.5 : Diagramme de rayonnement de l'antenne PIFA GSM/DCS simulé par TLM

— Plan E, E_{θ} o o o o Plan E, E_{ϕ}
 - - - Plan H, E_{θ} + + + + Plan H, E_{ϕ}

5.2.3 Antenne PIFA bi-bande DCS/WLAN

L'application suivante du couplage mAG/TLM est de considérer la conception d'une PIFA pour les normes DCS/WLAN. Dans cette étude, les variables à optimiser et leurs domaines de variation sont conservés, comme dans le cas d'optimisation de l'antenne PIFA

GSM/DCS. En revanche, nous envisageons de ne modifier que la fonction coût pour que l'antenne puisse couvrir les deux standards DCS 1800 (1710-1880 MHz) et WLAN 2450 (2400-2500 MHz). Une structure, répondant à ce critère imposé, a été obtenue après 560 simulations et ses variables optimales sont données ci-après (**Tableau 5.4**) :

<i>Meilleure solution</i>	$S(x)$	$S(y)$	$C(y)$	lc	$F(y)$	lb_1	lb_2	lb_3
Paramètre (en mailles)	14	12	7	11	5	6	13	4

Tableau 5.4 : Paramètres de la meilleure antenne PIFA pour les normes DCS/WLAN

Les dimensions de l'élément rayonnant sont égales à : $lb_1 = 7,5$ mm, $lb_2 = 16,25$ mm, $lb_3 = 5$ mm, $l_1 = 7,5$ mm, $l_2 = 6,25$ mm, $lc = 13,75$ mm, $ls_1 = 16,875$ mm, $ls_2 = 18,125$ mm, $ls_3 = 14,375$ mm (**Figure 5.6**).

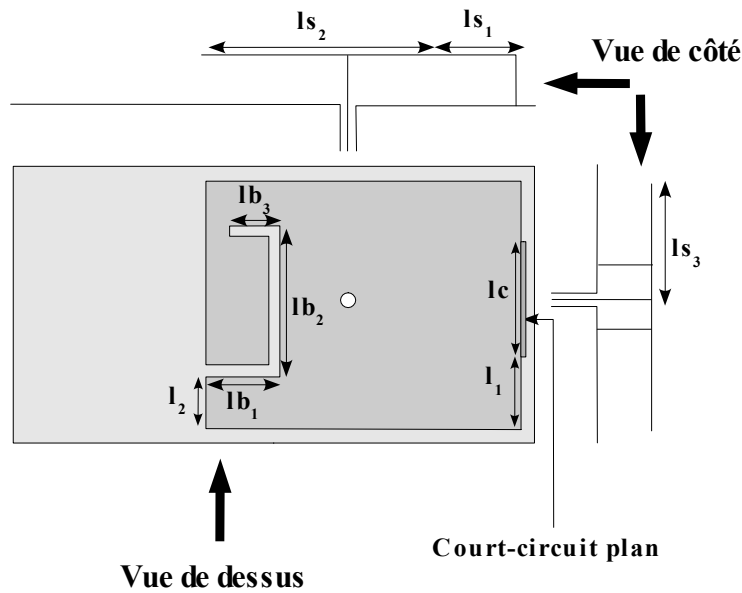


Figure 5.6 : Géométrie de l'antenne PIFA DCS/WLAN

Afin de vérifier ce résultat d'optimisation, nous avons simulé cette structure à l'aide du logiciel commercial IE3D. Les résultats, comparés avec ceux de la simulation TLM à la **Figure 5.7**, donnent une bonne concordance avec un décalage de 1% pour la bande DCS et avec un décalage de 4% pour la bande WLAN. Les bandes passantes sont résumées au **Tableau 5.5**.

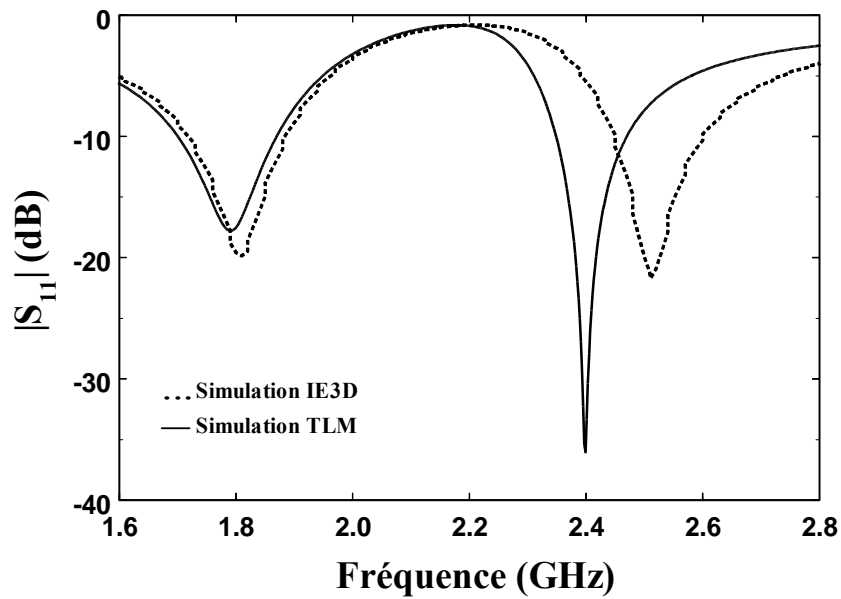


Figure 5.7 : $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne PIFA-DCS/WLAN

Antenne PIFA DCS/WLAN		BP (MHz)	Fréquence centrale (GHz)
DCS	TLM	180	1,79
	IE3D	180	1,81
WLAN	TLM	170	2,4
	IE3D	175	2,52

Tableau 5.5 : Résultats des bandes passantes simulées par TLM et IE3D

5.2.4 Antenne PIFA large bande DCS/PCS/UMTS

Nous avons ensuite cherché une nouvelle structure avec laquelle nous voulons couvrir simultanément trois normes DCS 1800 (1710-1880 MHz), PCS 1900 (1850-1990 MHz) et UMTS 2000 (1920-2170 MHz).

Concernant les paramètres d'optimisation, par rapport aux optimisations effectuées précédemment, il y a un seul changement pour la fonction coût. La définition est donnée ci-dessous :

$$Coût = \left| \frac{\sum_{n=1}^N |S_{11}(n)|_{dB}}{N} \right|$$

où : N est le nombre de points de fréquence dans la bande (1710-2170 MHz)

Nous imposons toujours $|S_{11}(n)|_{dB} = -10$ dB pour les valeurs $|S_{11}(n)|_{dB} < -10$ dB.

Le couplage mAG/TLM est appliqué afin de chercher les structures répondant à cette demande. Après 620 simulations TLM, une configuration satisfaisante a été trouvée. En se basant sur les variables à optimiser, la géométrie du pavé rayonnant est donnée au **Tableau 5.6** et à la **Figure 5.8**.

<i>Meilleure solution</i>	<i>S(x)</i>	<i>S(y)</i>	<i>C(y)</i>	<i>lc</i>	<i>F(y)</i>	<i>lb₁</i>	<i>lb₂</i>	<i>lb₃</i>
Paramètre (mailles)	15	11	1	21	6	19	11	13
Paramètre (mm)	16,25	13,75	1,25	26,25	7,5	23,75	13,75	16,25

Tableau 5.6 : Paramètres de l'antenne PIFA large bande PCS/DCS/UMTS

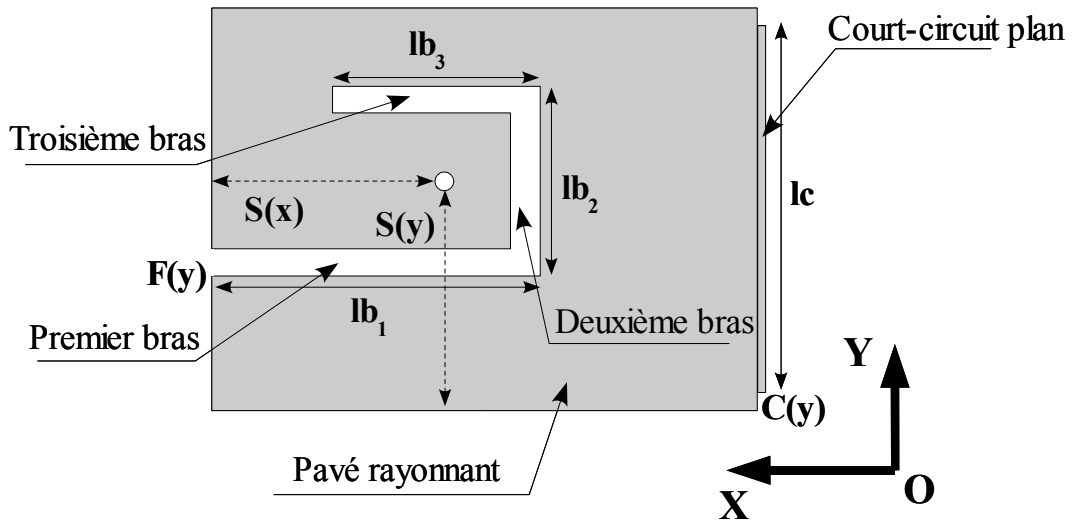


Figure 5.8 : Géométrie de l'antenne PIFA DCS/PCS/UMTS

Nous avons effectué la comparaison de la bande passante de l'antenne optimisée avec celle d'une antenne quart d'onde classique dont les dimensions sont données à la **Figure 5.9**.

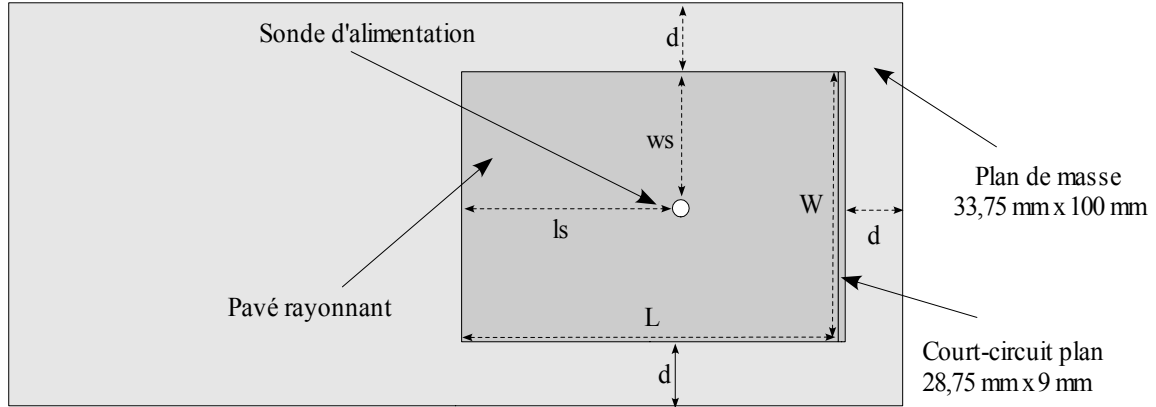


Figure 5.9 : Géométrie de l'antenne quart d'onde originale :

$L = 35 \text{ mm}$, $W = 28,75 \text{ mm}$, $l_s = 18,75 \text{ mm}$, $w_s = 13,75 \text{ mm}$, $d = 2,5 \text{ mm}$

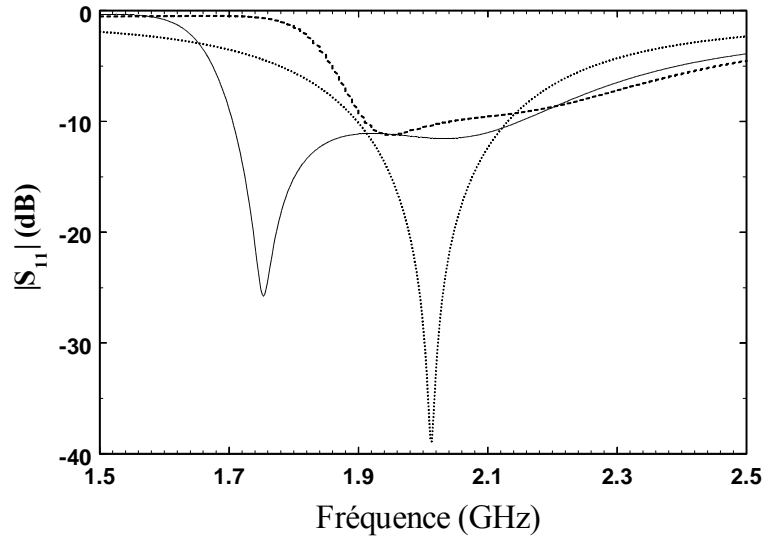


Figure 5.10 : Comparaison ($|S_{11}|_{\text{dB}}$) de l'antenne PIFA originale (....) et l'antenne optimisée simulé par TLM (—) et par IE3D (---)

D'après les simulations TLM, pour un $|S_{11}|_{\text{dB}} < -10 \text{ dB}$, l'antenne quart d'onde classique présente une bande passante de 230 MHz (1900-2130 MHz) tandis que l'antenne PIFA optimisée avec les fentes présente une bande passante deux fois supérieure soit 460 MHz (1700-2160 MHz) (**Figure 5.10**). Cette antenne a été simulée par le logiciel IE3D. Bien que ce résultat ne soit pas confirmé par IE3D nous constatons que la structure obtenue peut servir à la couverture quasi-totale des trois standards de communication DCS/PCS/UMTS.

En ce qui concerne l'impédance d'entrée (**Figure 5.11**), les tracés des parties réelles et imaginaires permettant d'observer les modes de résonance, montrent que les trois bandes DCS/PCS/UMTS proviennent à la fois de la résonance fondamentale de l'antenne et de la résonance créée par la fente insérée sur le pavé rayonnant.

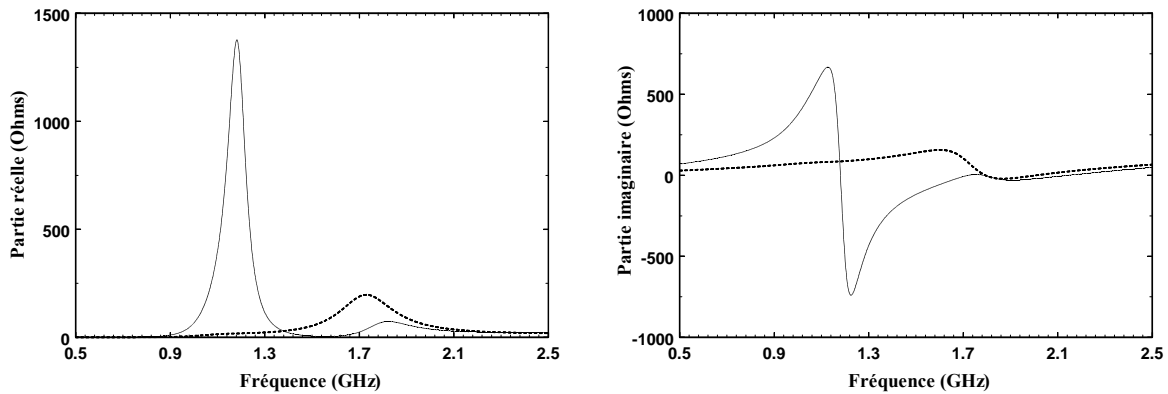


Figure 5.11 : Parties réelles et imaginaires de l'antenne optimisée (—) et de l'antenne originale (.....) simulées par TLM

5.2.5 Antenne PIFA GSM/DCS avec trois fentes arbitraires

A titre de comparaison avec le résultat obtenu sur l'antenne PIFA bi-bande GSM/DCS ayant la fente de type U insérée sur le pavé rayonnant, nous allons, dans cette étude, examiner le cas d'insertion de trois fentes arbitraires sur le pavé rayonnant. Le but est de tester la possibilité d'obtenir d'une antenne de forme non intuitive permettant d'améliorer les performances dans la bande GSM. Ainsi, nous proposons d'optimiser les coordonnées du point d'alimentation, les positions et les dimensions de trois fentes insérées sur le résonateur, la position et la longueur du court-circuit plan (**Figure 5.12**). Ainsi, les paramètres à optimiser sont détaillés au **Tableau 5.7**. Par rapport à la longueur du chromosome précédent (40 bits), le chromosome de cette optimisation a une longueur de 80 bits.

A la fin de la 200^e génération soit 530 simulations de différentes structures, le meilleur chromosome obtenu correspond aux variables détaillées au **Tableau 5.8** et à la géométrie du pavé rayonnant présentée à la **Figure 5.13**.

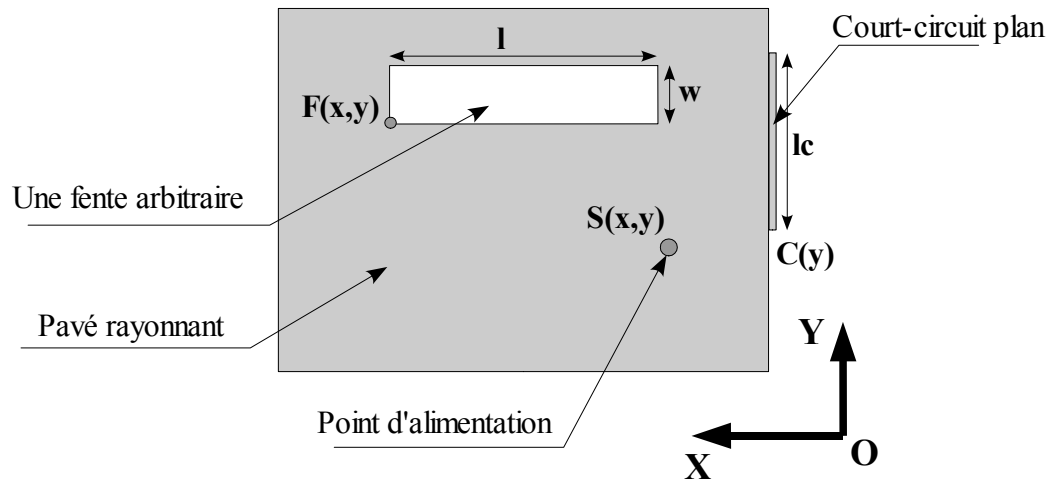


Figure 5.12 : Exemple de l'optimisation de l'antenne PIFA avec des fentes arbitraires

	Nombre de variables	Intervalle des variables	Précision des variables	Nombre des bits	Longueur du chromosome
<i>Abscisse de la sonde coaxiale: $S(x)$</i>	1	1-28	1	5	80 bits
<i>Ordonnée de la sonde coaxiale : $S(y)$</i>	1	1-24	1	5	
<i>Abscisse des fentes : $F(x)$</i>	3	1-28	1	5 x 3 = 15	
<i>Ordonnée des fentes : $F(y)$</i>	3	1-24	1	5 x 3 = 15	
<i>Longueur des fentes : l</i>	3	1-28	1	5 x 3 = 15	
<i>Largeur des fentes : w</i>	3	1-24	1	5 x 3 = 15	
<i>Ordonnée du court-circuit plan : $C(y)$</i>	1	1-23	1	5	
<i>Longueur du court-circuit plan : lc</i>	1	1-23	1	5	

Tableau 5.7 : Espace de recherche des variables à optimiser

La **Figure 5.14** trace le coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$ de cette antenne optimisée et celui de l'antenne PIFA précédente avec la fente de type U. Dans la bande GSM, la PIFA avec trois fentes arbitraires présente une bande passante plus large que celle de la PIFA avec

la fente de type U. Par contre, pour la bande DCS, cette antenne ne peut pas fournir un $|S_{11}|_{dB} < -10$ dB. On voit là encore l'avantage du choix du type de fente permettant de converger plus rapidement vers une solution satisfaisante.

En ce qui concerne la vérification de l'efficacité de logiciel mAG/TLM pour le cas de trois fentes arbitraires, cette optimisation a été continué, une meilleure solution par rapport au cas de fente U a été trouvé et présenté à l'**Annexe C**.

<i>Variables optimisées</i>	$S(x;y)$	$C(y)$	lc	<i>1^e fente</i>		<i>2^e fente</i>		<i>3^e fente</i>	
				$F_1(x;y)$	$(l_1;w_1)$	$F_2(x;y)$	$(l_2;w_2)$	$F_3(x;y)$	$(l_3;w_3)$
en maille	(1;17)	13	1	(4;2)	(14;3)	(18;4)	(6;14)	(24;18)	(15;6)

Tableau 5.8 : Variables optimisées de l'antenne PIFA GSM/DCS avec des fentes arbitraires

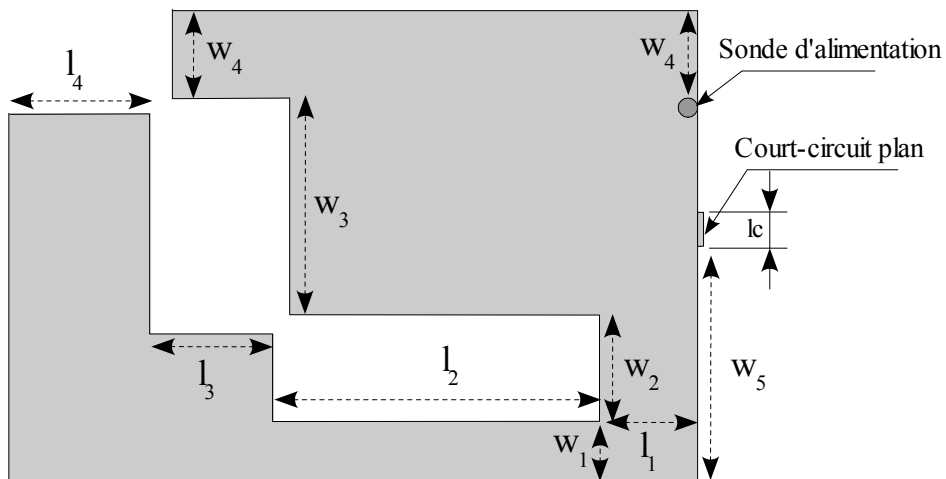


Figure 5.13 : Géométrie de l'antenne PIFA avec trois fentes arbitraires

Dimension (en mm) : $l_1 = 5$; $l_2 = 17,5$; $l_3 = 6,25$; $l_4 = 6,25$; $lc = 1,25$

$w_1 = 2,5$; $w_2 = 3,75$; $w_3 = 16,25$; $w_4 = 6,25$; $w_5 = 15$

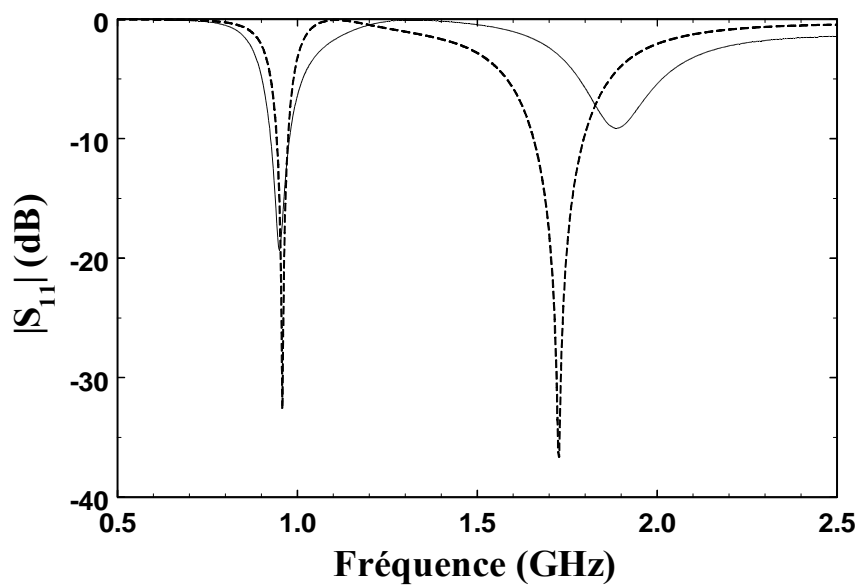


Figure 5.14 : Comparaison de $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne PIFA avec trois fentes arbitraires (—) et fente de type U (---)

5.3 Antenne fil-plaque monopolaire

5.3.1 Introduction

Notre but dans cette étude est toujours d'utiliser le code mAG/TLM pour concevoir automatiquement une antenne miniature fil-plaque bi-fréquence, dont la bande inférieure réponde soit à la norme WLAN2450 soit à la norme UMTS et dont la bande supérieure puisse couvrir la norme HIPERLAN2.

5.3.2 Paramètres de l'analyse TLM

Les paramètres de la simulation TLM sont donnés ci-dessous :

- Utilisation du maillage grossier de la sonde coaxiale
- Maillage du plan de masse infini

- Volume de calcul : 47x15x47 noeuds
- Plus petite dimension des cellules : $\Delta l_{\min} = 1,25 \text{ mm}$
- Maillage du domaine de variation du pavé rayonnant : 29x29 mailles
- Plus grande dimension des cellules dans les parois absorbantes PML : $\Delta l_{\max} = (\lambda_{\min}/20) = 2,6 \text{ mm}$
- Nombre de mailles dans les parois absorbantes PML : 7
- Excitation dans la bande [1,5 GHz : 6,5 GHz] par un signal sinusoïdal de 4 GHz modulé par une gaussienne de fréquence de coupure à -3 dB de 2 GHz
- Nombre d'itérations : 3000
- Nombre de processeurs utilisés : 12
- Temps de calcul pour une simulation TLM : 50 s

5.3.3 Définition des variables à optimiser

Afin de le temps de simulation et tout en gardant des caractéristiques géométriques symétriques pour un diagramme de rayonnement original, nous pouvons faire les remarques suivantes :

- la largeur de la fente gravée sur le pavé rayonnant est fixée à une valeur de 1,25 mm
- le diamètre des fils de masse et de la sonde d'alimentation a la même valeur de 1,25 mm
- le pavé rayonnant a toujours une forme carrée

Nous proposons ici une optimisation sur 5 variables correspondant aux paramètres ci-dessous:

- la dimension du pavé rayonnant : un paramètre (L)
- la distance du fil de masse par rapport à la position du point d'alimentation : un paramètre (w_{fm})
- les coordonnées et la longueur d'un bras de la fente de type U : trois paramètres ($A(x, y)$ et w_f)

En s'appuyant sur la **Figure 5.15**, les paramètres d'optimisation seront : L , w_{fm} , w_f et les coordonnées du point A. Le point O représente la position de la sonde coaxiale, les points B et C sont les positions de deux fils de masse soudés sur le pavé rayonnant. Une côte du pavé rayonnant carré est obtenue par $2L$. La longueur d'un bras de la fente est décrit par w_f , les autres bras sont produit par le principe de symétrie par rapport à l'origine O.

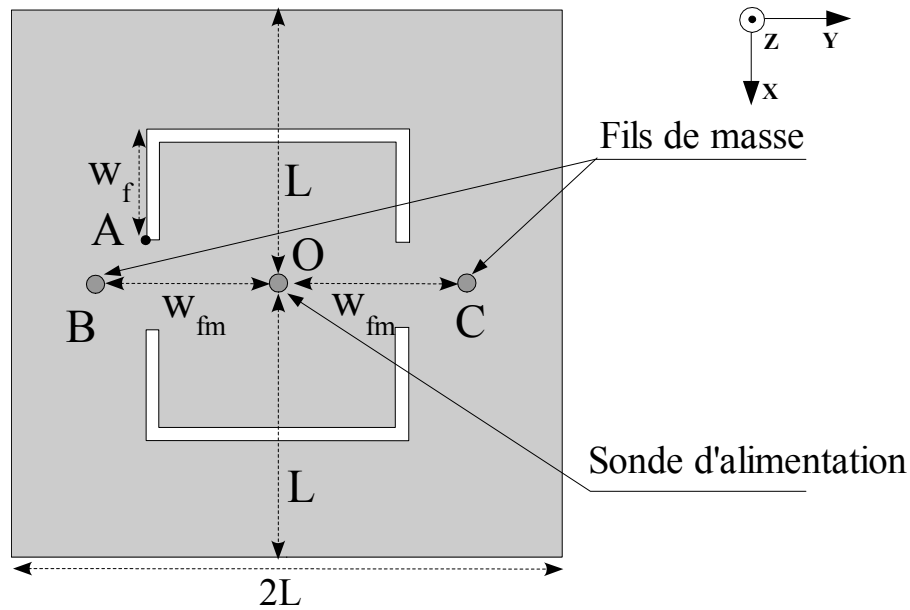


Figure 5.15 : Exemple du pavé rayonnant de l'antenne à optimiser

En supposant le point O comme point de référence, nous définissons les paramètres dans le **Tableau 5.9**. Ainsi, pour cette étude, la longueur du chromosome est de 19 bits.

Variables à optimiser	Nombre de variables	Intervalle des variables	Précision des variables	Nombre de bits	Longueur du chromosome
L_p	1	7-14	1	3	19 bits
w_{fm}	1	1-14	1	4	
Coordonnées du point A	2	1-14	1	$4 \times 2 = 8$	
w_f	1	0-14	1	4	

Tableau 5.9 : Espace de recherche des variables à optimiser

5.3.4 Résultats pour les normes WLAN/HIPERLAN2

Concernant la fonction coût et les paramètres de l'algorithme mAG, nous avons pris les définitions données au **Chapitre 4**.

Le 4^e individu de la 143^e génération donne une valeur de fonction coût satisfaisant entièrement le critère imposé. Pour avoir ce résultat, il a fallu simuler 267 structures différentes. Cela a imposé un temps de calcul d'environ 3h pour 12 processeurs.

La structure de l'antenne correspondant à cet individu est donnée à la **Figure 5.16**.

Afin de vérifier le résultat de l'optimisation, nous avons également simulé cette structure grâce au logiciel commercial IE3D de ZELAND software. La **Figure 5.17** présente une comparaison du $|S_{11}|_{dB}$ pour les trois cas suivants : $|S_{11}|_{dB}$ simulé par TLM (ligne continue), $|S_{11}|_{dB}$ simulé par IE3D (ligne discontinue), et $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne fil-plaque sans fente optimisée par mAG/TLM (ligne en pointillés). Concernant la bande passante pour un $|S_{11}|_{dB} < -10$ dB (**Tableau 5.10**), nous remarquons que la bande passante pour cette antenne est largement suffisante pour couvrir les norme WLAN et HIPERLAN2 malgré le décalage en fréquence dans la bande HIPERLAN2 entre la simulation par TLM et par IE3D.

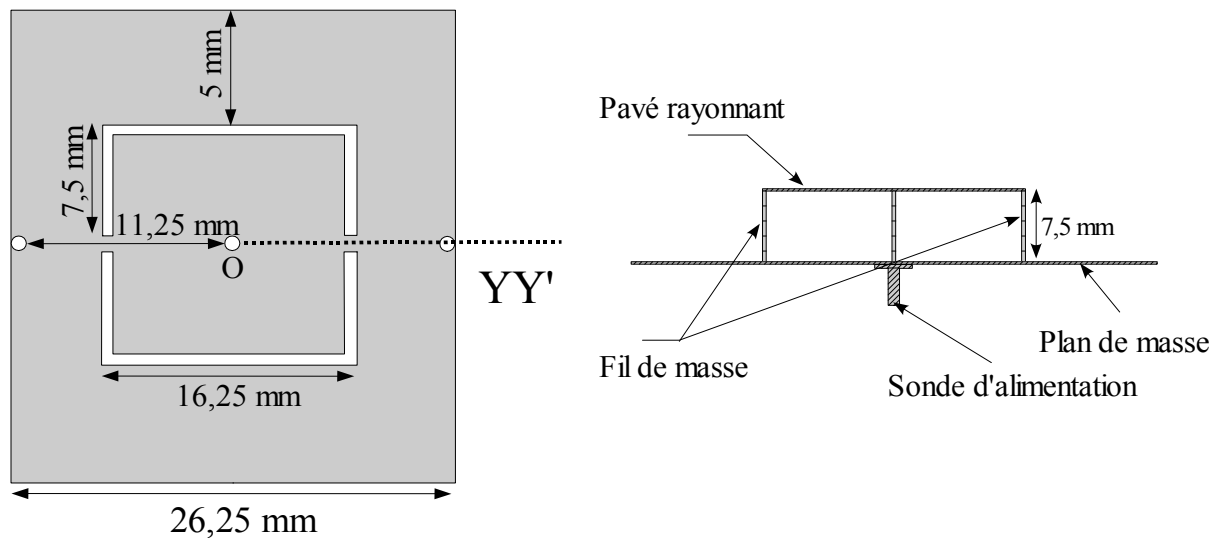


Figure 5.16 : Dimensions du résonateur de l'antenne optimisée

Le résultat de $|S_{11}|_{dB}$, à la **Figure 5.17**, nous confirme que les fentes gravées sur le pavé rayonnant jouent un rôle très important dans la création de la bande de fréquence supérieure (HIPERLAN2). La résonance inférieure est créée par les dimensions du pavé rayonnant.

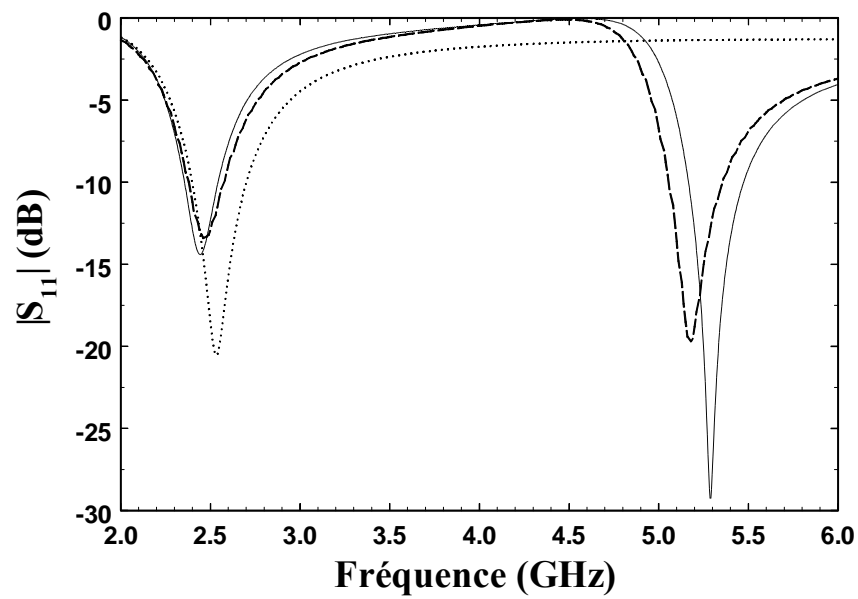


Figure 5.17 : $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne fil-plaque de :
 antenne optimisée simulé par TLM (—) et par IE3D (---)
 antenne sans fente simulé par TLM (....)

		<i>Fréq. Inférieure (GHz)</i>	<i>Fréq. Supérieure (GHz)</i>	<i>BP (MHz)</i>
WLAN	TLM	2,34	2,54	200
	IE3D	2,37	2,58	210
HIPERLAN2	TLM	5,15	5,47	320
	IE3D	5,05	5,36	310

Tableau 5.10 : Bandes passantes de l'antenne fil-plaque WLAN/HIPERLAN2

En vue de l'intégration de l'antenne obtenue dans les applications réelles, nous avons placé l'élément sur un plan de masse réduit dont les dimensions sont 50 mm x 50 mm. La position de l'élément rayonnant est telle que les côtés du pavé rayonnant se trouvent à 12 mm de l'extrémité du plan de masse (**Figure 5.18**).

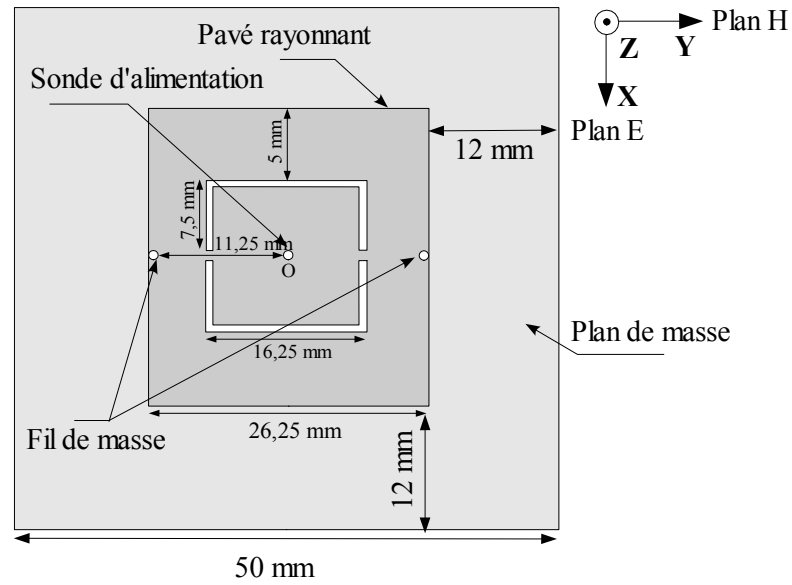


Figure 5.18 : Structure de l'antenne avec plan de masse réduit

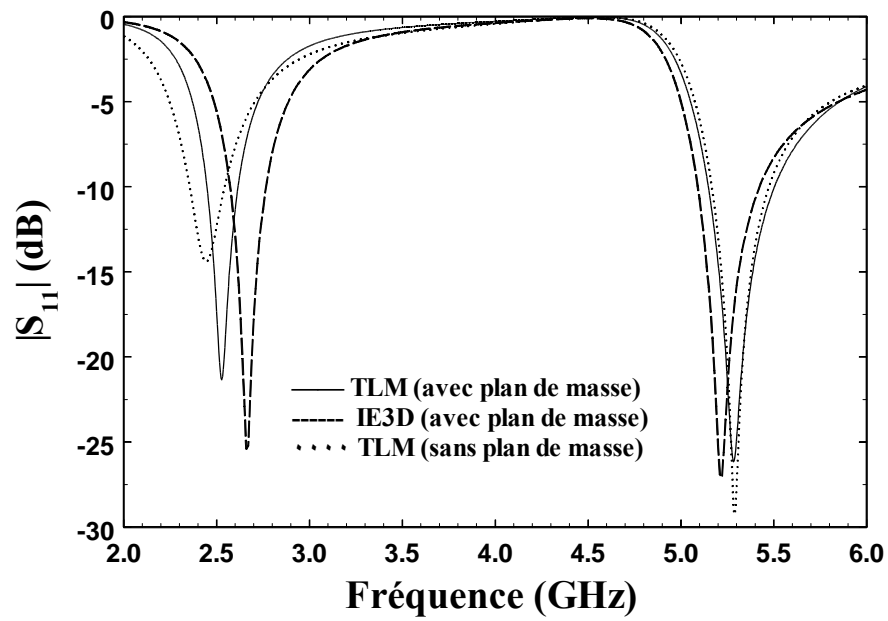


Figure 5.19 : $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne avec plan de masse réduit simulé par TLM et par IE3D

L'ajout du plan de masse réduit a créé un décalage de la bande inférieure vers des fréquences plus hautes (**Figure 5.19**). La résonance supérieure est inchangée par rapport à celle sans plan de masse. En revanche, le plan de masse permet d'obtenir une meilleure adaptation pour la résonance inférieure.

Pour faire descendre la résonance dans la couverture de la bande WLAN (2,4 GHz – 2,5 GHz), nous avons allongé symétriquement la côté perpendiculaire à l'axe YY' (**Figure 5.16**) d'une longueur de 2,5 mm. La géométrie de cette nouvelle antenne est décrite à la **Figure 5.20**. Le résultat en terme de $|S_{11}|_{dB}$ est illustré à la **Figure 5.21**.

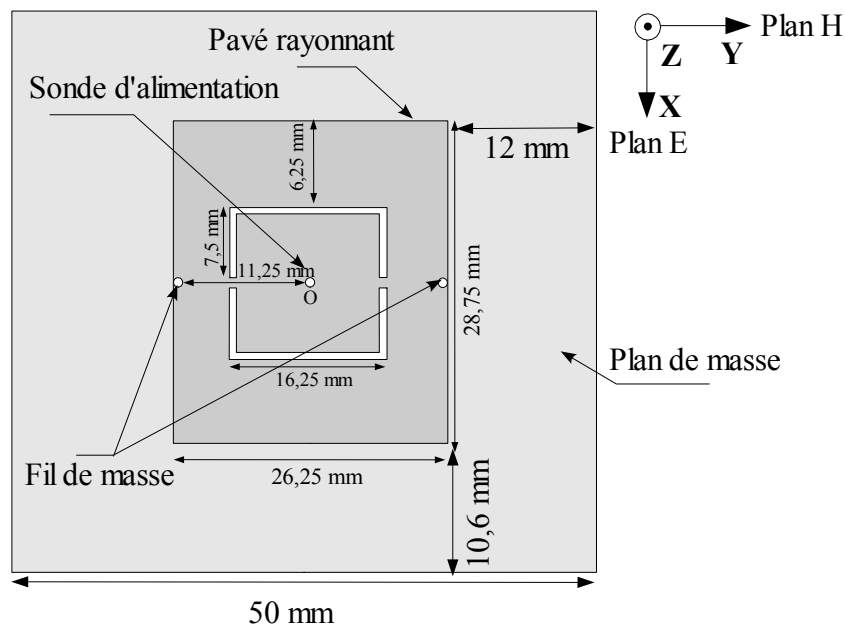


Figure 5.20 : Structure de l'antenne fil-plaque sur un plan de masse réduit pour les standards WLAN/HIPERLAN2

Nous constatons que l'augmentation des dimensions du pavé rayonnant a permis de réduire la fréquence de résonance fondamentale.

Dans le but de valider expérimentalement ce résultat, nous avons réalisé cette structure sur petit plan de masse de 50 mm x 50 mm. L'observation du coefficient de réflexion mesuré et simulé par TLM (**Figure 5.22**) indique une très bonne concordance entre le résultat expérimental et optimisé (une erreur < 1%).

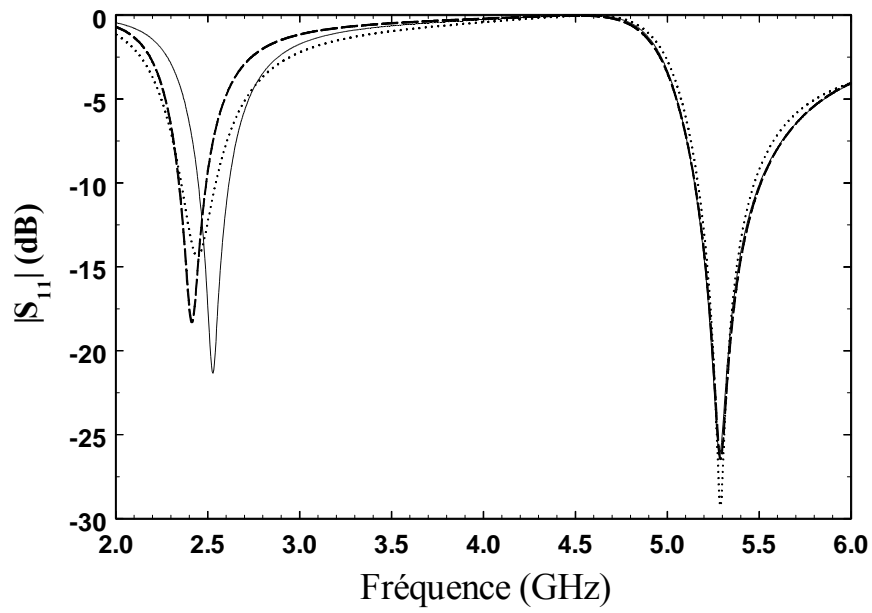


Figure 5.21 : Variation de $|S_{11}|_{dB}$ selon la géométrie du résonateur

- résonateur 26,25 mm x 26,25 mm avec plan de masse
- - - résonateur 26,5 mm x 28,75 mm avec plan de masse
- · · · résonateur 26,25 mm x 26,25 mm sans plan de masse

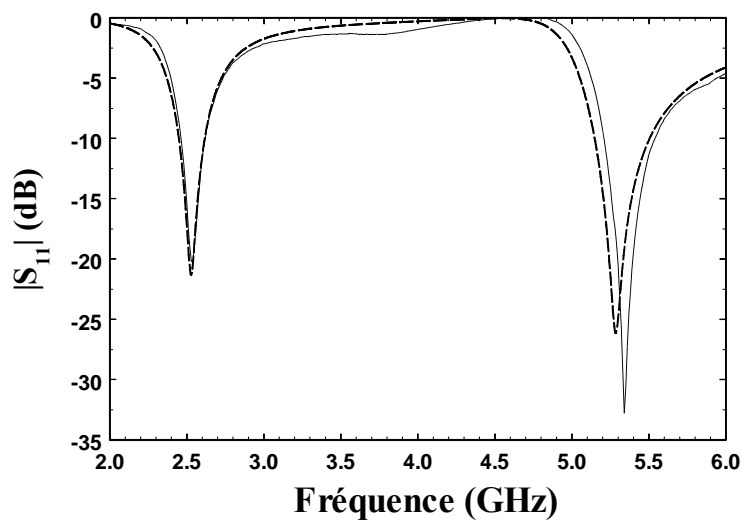


Figure 5.22 : Comparaison de $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne fil-plaque WLAN/HIPERLAN2

- - - Simulation TLM
- Mesure

Nous présentons également les diagrammes de rayonnement de l'antenne obtenue. La **Figure 5.23** compare le champ rayonné aux fréquences centrales de deux bandes adaptées. On constate que le diagramme de rayonnement de l'antenne est généralement de type dipolaire. Le champ rayonné à grande distance est essentiellement porté par la composante E_{θ} . La polarisation verticale obtenue est de bonne qualité puisque la composante E_{ϕ} reste inférieure à -50 dB.

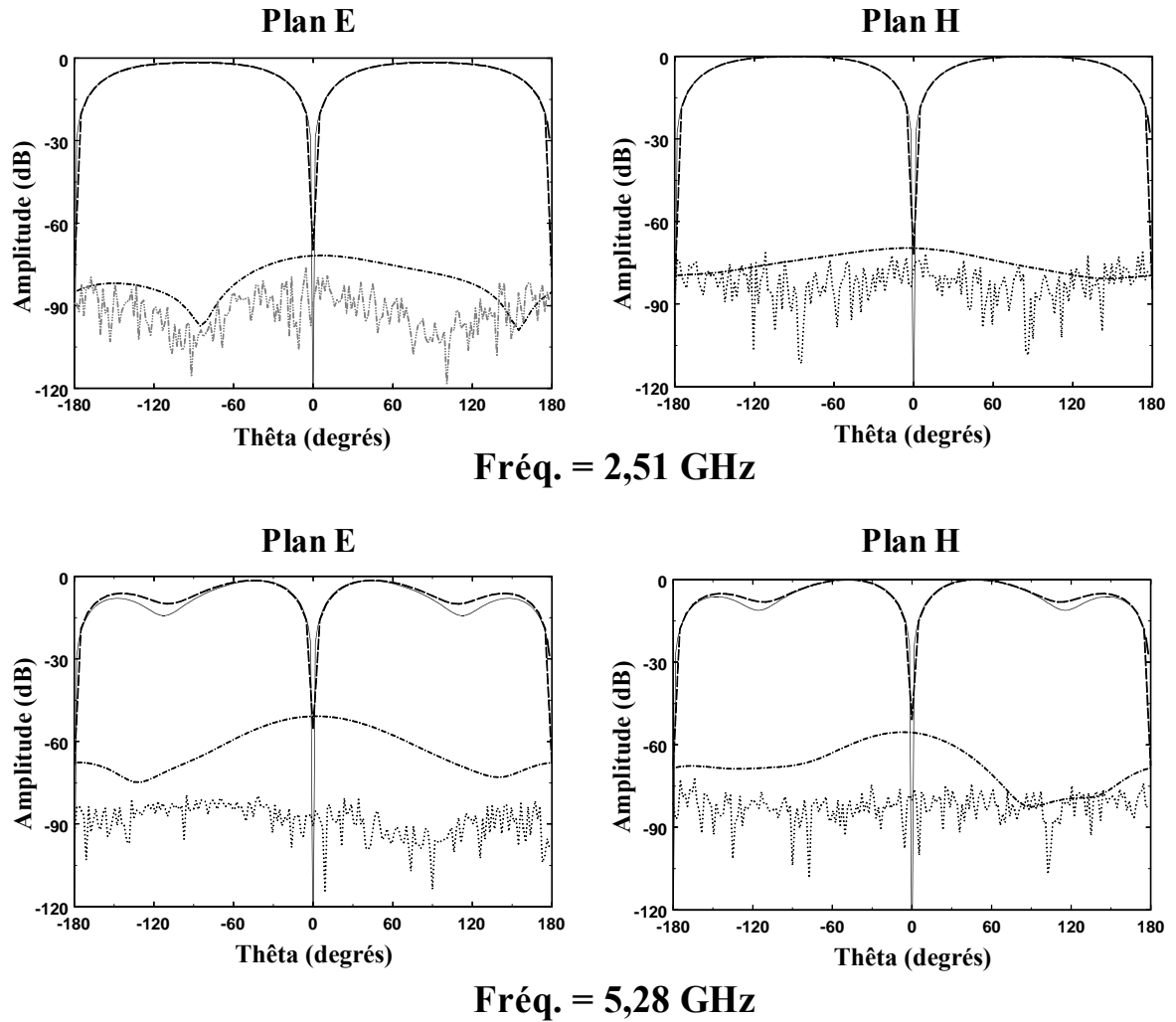


Figure 5.23 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne fil-plaque avec plan de masse réduit

E_{θ} (—) et E_{ϕ} (- · - · -) simulés par TLM

E_{θ} (---) et E_{ϕ} (·····) simulés par IE3D

Le champ rayonné à la fréquence de 2,51 GHz (la résonance inférieure) présente une direction du maximum de rayonnement pour $\theta = 90^\circ$ dans tous les plans. Par contre, pour la fréquence de résonance supérieure (5,28 GHz), cette direction du maximum de rayonnement est obtenue pour la direction $\theta = 45^\circ$.

5.3.5 Résultats pour les normes UMTS/HIPERLAN2

Une seule modification de la fonction coût nous permet également d'obtenir une antenne fil-plaque fonctionnant pour les deux normes UMTS (1920-2170 MHz) et HIPERLAN2 indoor (5150-5350 MHz). Pour obtenir ce meilleur individu, nous avons eu besoin de simuler 382 configurations différentes, ou d'évaluer 228 générations. La géométrie de cette antenne est présentée à la **Figure 5.24**.

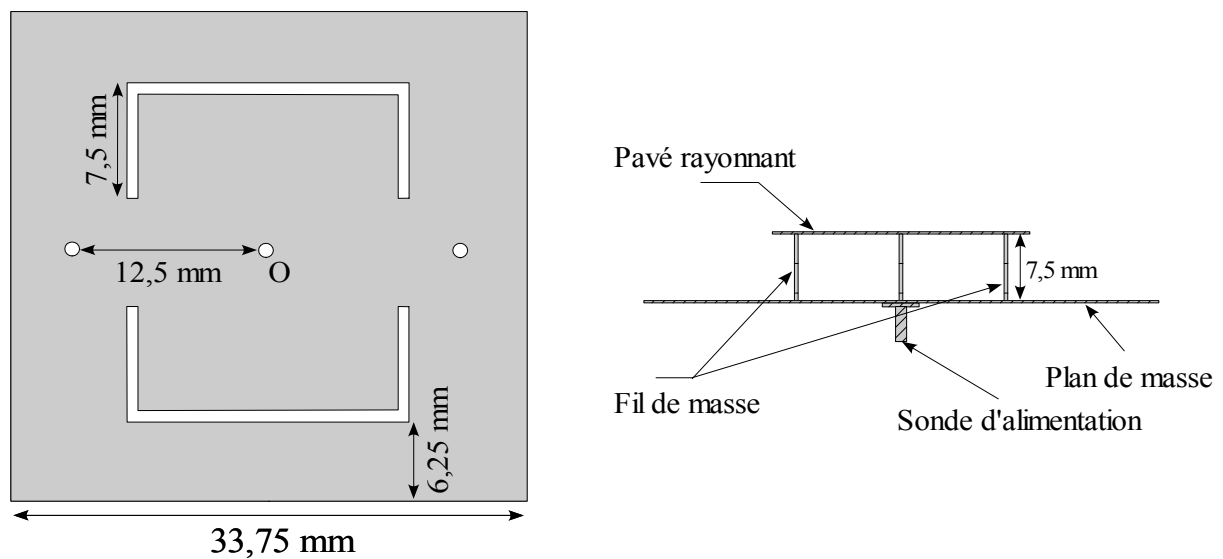


Figure 5.24 : Géométrie de l'antenne fil-plaque pour les normes UMTS/HIPERLAN

En ce qui concerne le coefficient de réflexion $|S_{11}|_{dB}$, nous présentons, à la **Figure 5.25**, les résultats obtenus par l'optimisation mAG/TLM et par la simulation IE3D. Comme le résultat précédent, nous nous apercevons qu'il y a un léger écart entre l'optimisation mAG/TLM et la simulation IE3D, d'environ 40 MHz pour la bande UMTS et de 70 MHz pour la bande HIPERLAN2 indoor (**Tableau 5.11**).

Pour un $|S_{11}|_{\text{dB}} < -10$ dB, la bande passante inférieure de l'antenne optimisée n'a pas totalement répondu à notre gabarit imposé pour la norme UMTS, mais la bande supérieure est bien satisfaisante pour la norme HIPERLAN2 indoor.

Au vu de ces résultats, il est clair que plusieurs antennes pour les différentes normes peuvent être obtenues par un seul changement de la fonction coût.

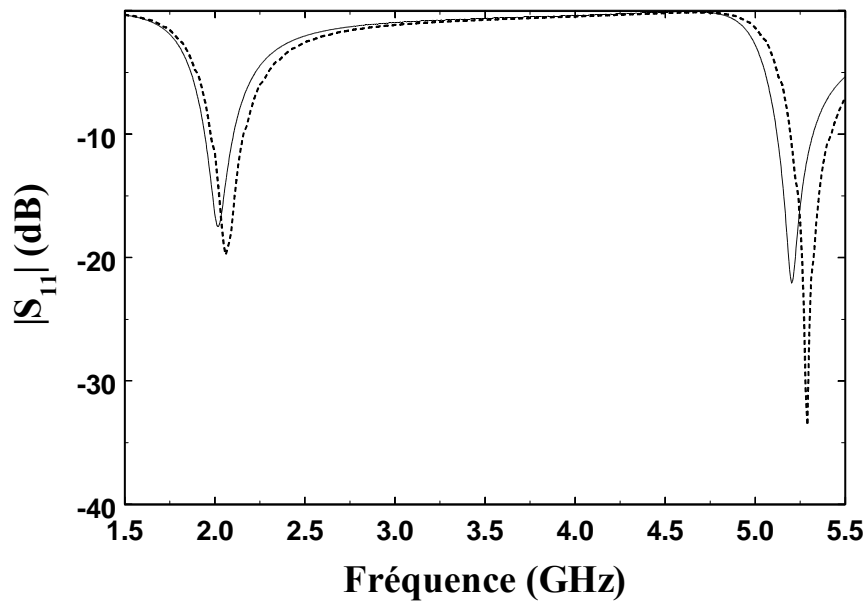


Figure 5.25 : $|S_{11}|_{\text{dB}}$ de l'antenne fil-plaque UMTS/HIPERLAN2

— optimisée par mAG/TLM

--- simulée par IE3D

$ S_{11} _{\text{dB}} < -10$ dB	UMTS (MHz)	HIPERLAN2 (MHz)
<i>TLM</i>	1920–2130 (9,4%)	5100–5350 (4,8%)
<i>IE3D</i>	1960–2180 (10,6%)	5170–5440 (5,1%)
<i>Gabarit souhaité</i>	1920–2170 (12,2%)	5150–5350 (3,8%)

Tableau 5.11 : Comparaison des bandes passantes

5.4 Conclusion

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié l'application de mAG/TLM pour différentes conceptions d'antennes imprimées classiques. Pour la poursuite du domaine de l'application de mAG/TLM, deux nouveaux types d'antenne, l'antenne PIFA et l'antenne fil-plaque, ont été présentés dans ce chapitre. Nous avons optimisé des variables concernant :

- les dimensions du résonateur
- le positionnement du fil de masse
- les dimensions et le positionnement des fentes insérées sur le résonateur

Nous avons ainsi pu créer des antennes bi-bande ou large bande répondant au moins à deux des normes GSM, DCS, PCS, UMTS, WLAN ou HIPERLAN2.

Conclusion

L'objectif de notre recherche a été de mettre au point un couplage entre d'une part la méthode numérique TLM et d'autre part la méthode d'optimisation Algorithme Génétique, afin d'appliquer ceci à la conception et à l'optimisation de nombreux types d'antennes imprimées, PIFA et fil-plaques pour la communication sans fil. Nous avons abouti à des antennes aux configurations originales et non intuitives.

Pour cela, nous avons dans un premier temps présenté et développé la méthode TLM afin de pouvoir caractériser les antennes étudiées dans notre recherche. L'application du noeud HSCN et l'utilisation du maillage grossier de la sonde coaxiale ont permis de réduire le temps de calcul.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté une méthode d'optimisation appelée algorithme génétique. Sur le plan méthodologique, cette méthode existait sous différentes formes en fonction du choix des opérateurs génétiques, des paramètres liés avec ces opérateurs etc.... En ce qui concerne notre application, nous avons détaillé les points nécessaires aux algorithmes génétiques comme :

- les principes de représentation des variables à optimiser
- la façon de définir une fonction coût
- la méthode de génération d'une population initiale
- les principes de reproduction des générations suivantes
- le fonctionnement des opérateurs génétiques.

Les configurations d'une antenne large bande et bi-bande, obtenues par l'intégration de AG/TLM, sont données. Grâce aux études paramétriques, nous avons bien montré l'influence de chaque paramètre sur la performance de l'algorithme. Cela nous a permis de sélectionner les paramètres convenables. Enfin un micro-algorithme génétique, sous classe des algorithmes génétiques, a été ensuite introduit.

Nous nous sommes ensuite intéressés à la recherche des antennes imprimées pour les normes WLAN2450 et HIPERLAN5250. Grâce au couplage mAG/TLM, plusieurs antennes ont été obtenues. Chacune dépend des configurations imposées, de la définition de la fonction coût, ou du gabarit souhaité. Ces antennes ont des formes originales et non intuitives.

Certains résultats optimisés ont été vérifiés expérimentalement.

Enfin, dans la dernière partie, nous nous sommes attachés à l'optimisation d'antennes comportant plusieurs résonances permettant la réalisation d'éléments bi-bande ou large bande. Nous avons appliqué le couplage mAG/TLM aux antennes de type PIFA qui sont capables de couvrir différents standards GSM, DCS, PCS, UMTS ou WLAN. Les dernières antennes étudiées sont des antennes fils-plaques monopolaires.

- En utilisant les fentes insérées sur le résonateur,
- en ajustant des fils de masse,
- en tenant compte des dimensions de résonateur.

Ces antennes ont répondu aux standards WLAN/HIPERLAN2 et UMTS/HIPERLAN2. Les comparaisons entre les résultats de l'optimisation et l'expérimentation, en terme de coefficient de réflexion et de diagramme de rayonnement, ont été effectuées. Ces résultats ont bien confirmé la performance du couplage mAG/TLM.

Les antennes obtenues ont montré les possibilités et l'efficacité de la méthode numérique analytique TLM pour la caractérisation numérique des différentes antennes et les possibilités et l'efficacité du couplage mAG/TLM pour la conception des antennes. En plus, l'utilisation du système de calcul parallèle sur plusieurs processeurs permet de réduire considérablement le temps de calcul et de traitement des données.

Pour ce qui concerne les perspectives de notre recherche, il reste à améliorer la méthode TLM en empruntant la technique de segmentation (*diakoptics*) afin de réduire le temps de simulation, et en utilisant la nouvelle technique de modélisation de fils minces afin d'élargir le domaine d'application de la méthode TLM.

Nous savons que les algorithmes génétiques sont une méthode stochastique et qu'ils ont relativement peu de fondements théoriques. Il n'existe donc aucune garantie que la méthode trouve toujours la solution optimale. Il serait donc intéressant d'étudier les possibilités d'extension de la méthode d'optimisation. Par exemple, on pourrait envisager l'application de nouvelles évolutions des algorithmes génétiques, l'utilisation de la combinaison de la méthode "recuit simulé" et de l'algorithme génétique dans la sélection des individus pour la reproduction, ou l'utilisation d'une nouvelle méthode d'optimisation telle que les algorithmes de colonie de fourmis ou "Space Mapping". Enfin l'élargissement du champ d'application du couplage AG/TLM ou mAG/TLM doit permettre de concevoir d'autres types d'antennes plus performantes et plus complexes.

Références

- [1] **Balanis C. A.** "Antenna theory analysis and design", John Wiley & Sons, INC., 1997.
- [2] **Rowell C. R., Murch R. D.** "A capacity loaded PIFA for compact mobile telephone handsets", IEEE Trans., Ant. Propag., Vol. 45, No. 5, pp. 837-842, May 1997.
- [3] **Delaveaud C., Leveque P., Jecko B.** "New kind of microstrip antenna : The monopolar wire-patch Antenna", Electron. Lett., Vol. 30, No. 1, pp. 1-2, 1994.
- [4] **Hoefer W. J. R.** "The Transmission line matrix method-Theory and applications", IEEE Trans. MTT, Vol.33, No. 10, pp.882-893, Oct. 1985.
- [5] **Johns P. B., Beurle R. L.** "Numerical solution of 2-Dimensional Scattering Problems using a Transmission Line Matrix", Proc. IEE, Vol. 118, No. 9, pp.1203-1208, Sept. 1971.
- [6] **Saguet P., Pic E.** "Utilisation d'un nouveau type de noeud dans la méthode TLM en 3 dimensions", Electron. Lett., Vol. 18, No. 11, pp. 478-480, May 1982.
- [7] **Christopoulos C.** "The Transmission-Line Modeling Method TLM", Series on Electromagnetics Wave Theory, IEEE / OUP Press, 1995.
- [8] **Johns P. B.** "A symmetrical condensed node for the TLM method", IEEE Trans. MTT, no. 35, pp. 370-377, Apr. 1987.
- [9] **Scaramuzza R., Lowery A. J.** "Hybride symmetrical condensed node for the TLM method", Electron. Lett., Vol. 26, No. 23, pp. 1947-1949, 1990.
- [10] **Chu H. S.** "Caractérisation des antennes miniatures imprimées par la méthode TLM", Rapport de DEA, Univ. de Nice-Sophia Antipolis.

- [11] **Bérenger J. P.** "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves", J. Comput. Phys., Vol. 114, No. 2, pp. 110-117, 1994.
- [12] **Peña N., Ney M.** "Absorbing boundary conditions using perfectly matched layer (PML) technique for three-dimensional TLM simulations", IEEE Trans. MTT, Vol. 45, No. 10, pp.1749-1755, Oct. 1997.
- [13] **Dubard J.-L., Pompei D.** "Optimization of the PML efficiency in 3-D TLM method", IEEE Trans. MTT, Vol. 48, No. 7, pp.1081-1088, July 2000.
- [14] **Berenger J. P.** "Perfectly matched layer for the FDTD solution of wave-structure interaction problems", IEEE Trans., Vol. AP-44, No. 1, pp. 110-117, 1996.
- [15] **Trenkic V., Christopoulos C., Benson T. M.** "Advanced node formulations in TLM – the adaptable symmetrical condensed node", IEEE Trans. MTT, Vol. 44, No. 12, pp. 2473-2478, Dec. 1996.
- [16] **Dubard J.-L., Pompei D., Le Roux J., Papiernik A.** "Characterisation of microstrip antennas using the TLM simulation associated with a Prony-Pisarenko method", Intl. Journal of numerical modelling, Vol. 3, No. 4, pp. 269-285, Dec. 1990.
- [17] **Dubard J.-L.** "Caractérisation d’antennes imprimées par la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM) associée à une technique moderne de traitement numérique du signal", Thèse de Docteur en Electronique, Univ. Nice-Sophia Antipolis, France, 1992.
- [18] **Cirio L., Dubard J.-L., Pompei D.** "Feasibilities and developments of the TLM applied to macrostrip antenna characterizations", Annales des Télécom, Vol. 52, No. 7-8, pp. 416-426, 1997.
- [19] **Balachandran M.** “Knowledge-Based Optimum Design”, Topic in Engineering Vol. 10. Southampton: Computational Mechanics Publications, 1993.
- [20] **Johnson J. M., Rahmat-Samii Y.** “An Introduction to Genetic Algorithms”, in Electromagnetics Optimization by Genetic Algorithms”, Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, Eds. New York: Wiley, pp. 181-210, 1999.

- [21] **Holland J. H.** “Adaptation in Natural and Artificial Systems”, A Bradford Book, The MIT Press, Cambridge, MA, 1975.
- [22] **Goldberg D. E.** “Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning”. Reading MA Addison Wesley, 1989.
- [23] **Holland J. H.** “Outline for a logical theory of adaptive systems”, Journal of the Association of Computing Machinery, Mars, 1962.
- [24] **Michalewicz Z.** “Genetic algorithms + Data Structures = Evolution Programs”, Third Revised and Extended Edition, Springer, 1996.
- [25] **Altman Z., Mittra R., Werner P. L., Werner D. H.** “Application of the Genetic Algorithm to Broadband Antenna Design”, in Electromagnetics Optimization by Genetic Algorithms”, Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, Eds. New York: Wiley, pp. 181-210, 1999.
- [26] **Michalewicz Z., Janikow C. Z.** “Handling constraints in genetic algorithms”, in Proceedings of the Fourth International Conference on Genetic Algorithm. ICGA, 1991.
- [27] **Syswerda G.** “Uniform Crossover In Genetic Algorithms”, in Proceeding of the Third International Conference on Genetic Algorithms, Eds. J. Schaffer and Morgan Kaufmann, Los Altos, CA, pp.2-9.
- [28] **Carroll D. L.** “Genetic algorithms and optimizing chemical oxygen iodine lasers”, in Developments in Theoretical and Applied Mechanics, H. Wilson, R. Batra, C. Bert, A. Davis, R. Schapery, D. Stewart, and F. Swinson, Eds. Akron, AL: School Eng., Univ. Alabama, Vol. 18, pp. 411-424, 1996.
- [29] **Johnson J. M., Rahmat-Samii Y.** “Genetic algorithms and method of Moments (GA/MOM) for the design of integrated antennas”, IEEE Trans. on Ant. and Propag., Vol. 47, No. 10, pp. 1606-1614, 1999.
- [30] **Reinex A., Eclercy D., Jecko B.** “FDTD/genetic algorithm coupling for antennas optimization”, Annales des Télécommunications, Vol. 52, No. 9-10, pp. 503-508, 1997.

- [31] **Pinho P., Rocha Pereira J. F.** “Optimisation of a PIFA antenna using genetic algorithms”, 3rd Conference on Telecommunications, April 2001, Portugal.
- [32] **Nuñez F., Llorens D. , Zürcher J.-F., Skrivervik A.K.** “Optimization of a tri-band mobile communication antenna using genetic algorithms”, JINA 2002, Nice, France, 12-14 Nov., 2002.
- [33] **Katehi P. B., Alexopoulos N. G., Hsia I. Y.** “A bandwidth enhancement method for microstrip antennas”, IEEE Trans. on Ant. and Propag., Vol. 35, No. 1, pp. 5-12, 1987.
- [34] **Chair R., Lee K. F., Luk K. M.** “Miniature multilayer shorted patch antenna”, Electron. Lett., Vol. 36, pp. 3-4, 2000.
- [35] **Waterhouse R. B.** “Broadband stacked shorted patch”, Electron. Lett., Vol. 35, pp. 98-100, 1999.
- [36] **Waterhouse R. B. ,Rowley J. T., Joyner K. H.** “Stacked shorted patch antenna”, Electron. Lett., Vol. 34, pp. 612-613, 1998.
- [37] **Voipio V., Ollikainen J., Vainikainen P.** “Quarter-wave patch antenna with 35% bandwidth”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest, Atlanta, Georgia, USA, Vol. 2, pp. 790-793, June 21-26, 1998.
- [38] **Chu H. S., Dubard J.-L., Staraj R.** “Unconventional antenna design by TLM method coupled to Genetic algorithms”, JINA 2002, Nice, France, 12-14 Nov., 2002.
- [39] **Choo H., Hutani A., Trintinalia L. C., and Ling H.** “Shape optimisation of broadband microstrip antennas using genetic algorithm”, Electron. Lett., Vol. 36, pp. 2057-2508, Dec. 2000.
- [40] **Guo Y. X., Shackelford A., Lee K. F., Luk K. M.** "Broadband quarter-wavelength patch antennas with a U-shaped slot", Microwave Opt. Technol. Lett, Vol. 28, No. 5, pp. 328-330, 2001.
- [41] **Yang F., Zhang X.-X., Ye X., Rahmat-Samii Y.** “Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications”, IEEE Trans. on Ant. and Propag., Vol.

49, No. 7, pp. 1094-1100, Jul. 2001.

[42] <http://www.zeland.com>

[43] **Goldberg D. E., Deb K.** "A comparative analysis of selection schemes used in genetic algorithms", in: Foundations for Genetic Algorithms, Eds. by G.J.E. Rawlins, Morgan Kaufmann Publishers, San Mateo, CA, 1991, pp. 69-93.

[44] **Goldberg D. E.** "Optimal initial population size for binary-coded genetic algorithms", TCDA report No. 85001, the Clearinghouse for Genetic Algorithms, Tuscaloosa, University of Alabama, 1985.

[45] **Goldberg D. E., Deb K., Clark J. H.** "Genetic algorithms, noise, and the sizing of populations", Complex Systems, Vol. 6, pp. 333-362, 1992.

[46] **Schaffer J. D., Caruana J. D., Eshelman L. J., Das R.** "A study of control parameters affecting online performance of genetic algorithms for function optimization", Proceedings of the third international conference on genetic algorithms, San Mateo, CA: Morgan Kaufmann, pp. 51-60, 1989.

[47] **Krishnakumar K.** "Microgenetic algorithms for stationary and non-stationary function optimization", SPIE proceeding on intelligent control and adaptive systems, Vol. 1196, Philadelphia, PA, pp. 289-296, 1989.

[48] **Chakravarty S., Mitra R., and Williams N. R.** "On the application of the Microgenetic Algorithm to the design of broad-band microwave absorbers comprising frequency-selective surfaces embedded in multilayered dielectric media", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 49, pp. 1050-1059, June 2001.

[49] www.commentcamarche.net

[50] <http://www.devx.com/wireless/Door/11267>

[51] <http://www.ieee802.org/11/>

[52] **Carrere J.-M.** "Antennes multi-norme pour systèmes de communication mobile", Thèse de Docteur en Electronique, Univ. Nice-Sophia Antipolis, France, 2001.

- [53] **Le Thuc P.** "Antennes imprimées miniatures pour systèmes de télécommunications. Applications aux communications mobiles", Thèse de Docteur en Electronique, Univ. Nice-Sophia Antipolis, France, 2003.
- [54] **Zaid L.** "Antennes compactes pour communications avec les mobiles et les liaisons de proximités", Thèse de Docteur en Electronique, Univ. Nice-Sophia Antipolis, France, 1998.

Publications et communications

PUBLICATIONS

[1] H. S. Chu, J. L. Dubard, R. Staraj, “Integrating microgenetic algorithms with TLM method for dual-band planar inverted-F antennas design”, *Electronics Letters*, Vol. 39, No. 13, June, 2003.

[2] H. S. Chu, J. L. Dubard, R. Staraj, “Shape optimization of multi-band antennas using the coupling between microgenetic algorithms and TLM method”, *Int. J. Numer. Model.* April, 2004.

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

[3] H. S. Chu, J. L. Dubard, R. Staraj, “Unconventional antenna design by TLM method coupled to Genetic algorithms”, 12th International Symposium on Antennas, Nice, France, 12-14 November, 2002.

[4] H. S. Chu, J. L. Dubard, R. Staraj, “Shape optimization of multi-band antennas using the coupling between microgenetic algorithms and TLM method”, *CEM 2003*, Halifax, Nova Scotia, Canada, 17-19 June, 2003.

[5] H. S. Chu, J. L. Dubard “The design of broadband PIFA by using the coupling between Genetic algorithms and the Transmission Line Matrix method”, *PIERS 2004*, Pisa, Italy, 28-31 March, 2004.

[6] H. S. Chu, J. L. Dubard, R. Staraj, D. Pompéi, “Design of the dual-band monopolar wire-patch antenna by using an integration of microGenetic Algorithm and Transmission Line Matrix”, submitted for 13th International Symposium on Antennas, Nice, France, 08-10 November, 2004.

COMMUNICATIONS NATIONALES

[7] H. S. Chu, J. L. Dubard, R. Staraj, “Conception d'antennes imprimées pour télécommunications par la méthode TLM couplée à un micro-algorithme génétique”, *Journées Nationales Microondes (JNM)*, page 3A2, Lille, 21-23 Mai, 2003.

Annexe

Annexe A

Comparaison du maillage de sonde coaxiale

Nous présentons, dans cette partie, des comparaisons des résultats sur l'adaptation, sur l'impédance d'entrée ainsi que sur le gain du temps de calcul effectués par le maillage fin de la sonde coaxiale et le maillage grossier. L'antenne, utilisée dans cette étude, est une antenne imprimée classique réalisée sur un substrat de permittivité relative 2,2 et de hauteur $h = 1,524$ mm. L'alimentation est réalisée par une sonde coaxiale, d'impédance caractéristique 50Ω , ce qui conduit à situer la position du point d'alimentation à une distance de $13,75$ mm x 10 mm. Les comparaisons sont effectuées aux **Figures** et **Tableau** au-dessous.

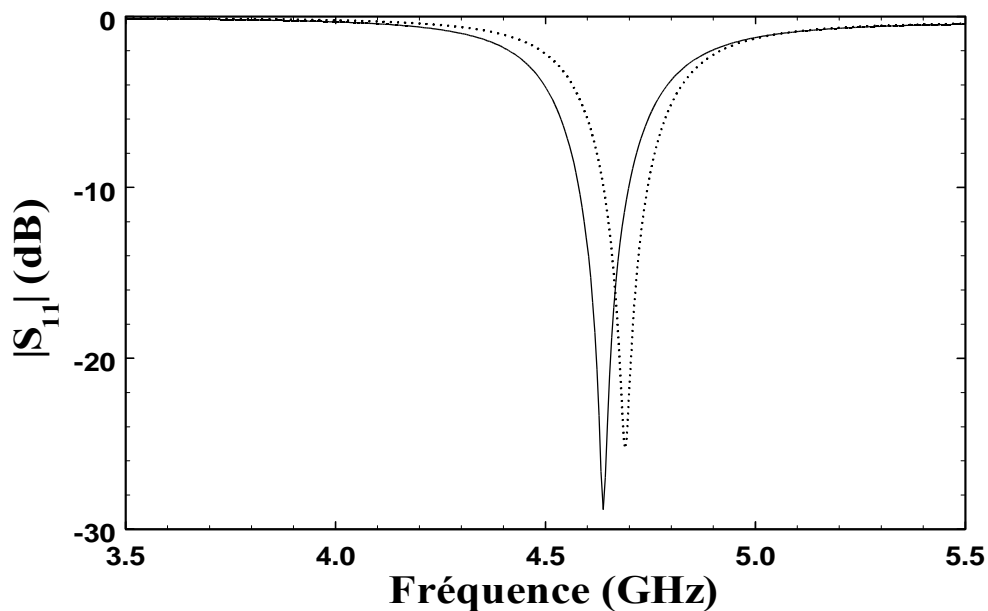


Figure A1 : Coefficient de réflexion simulé par TLM
(—) cas de maillage grossier et (....) cas de maillage fin

Maillage	Volume de maillage	Temps de simulation	Fréquence centrale
Fin	40x25x43	109 s	4,68 GHz
Grossier	33x13x35	75 s (gain de 31%)	4,63 GHz (décalage 1%)

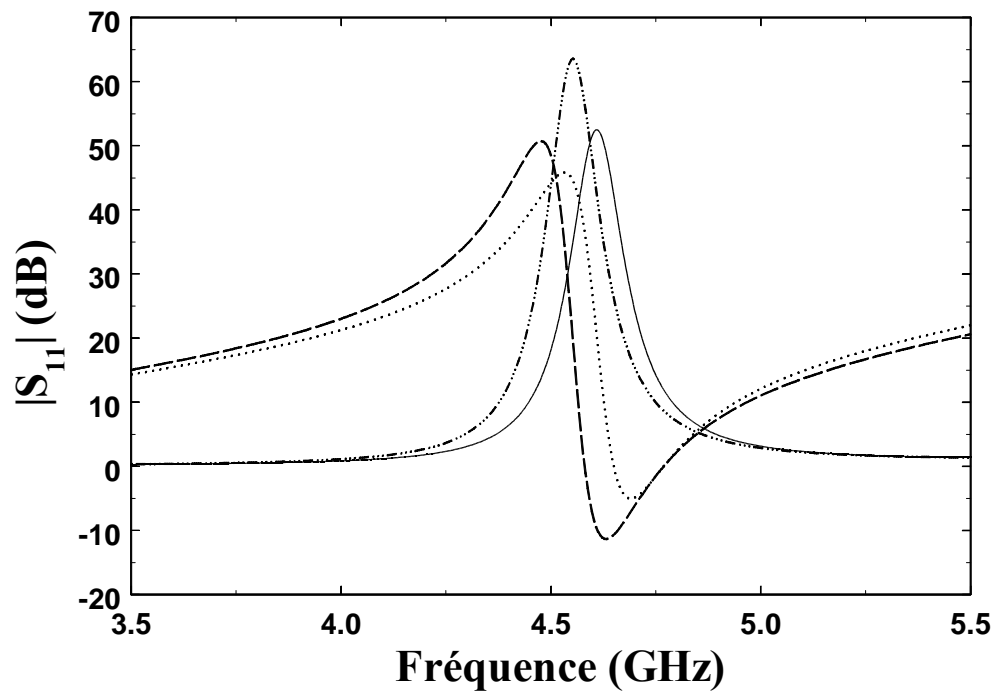


Figure A2 : Impédance d'entrée simulée par TLM

Parties réelle (—) et imaginaire (.....) du cas de maillage grossier

Parties réelle (— —) et imaginaire (— • —) du cas de maillage fin

Annexe B

Comparaison du maillage de la fente

Nous avons également simulé l'antenne PIFA-GSM/DCS obtenue dans la **Partie 5.2.2** en discrétisant la largeur de fente en 3 mailles. Cela permet de comprendre mieux le décalage des fréquences de résonance entre la simulation TLM avec les autres outils. La **Figure B1** et le **Tableau B1** représentent une comparaison des résultats obtenus par deux façons de discrétisation d'une fente. Nous constatons facilement que lors de maillage fin (3 cellules pour la largeur de fente) les fréquences de résonances déplacent vers la haut par rapport le cas que la largeur de fente est discrétisée par une cellule.

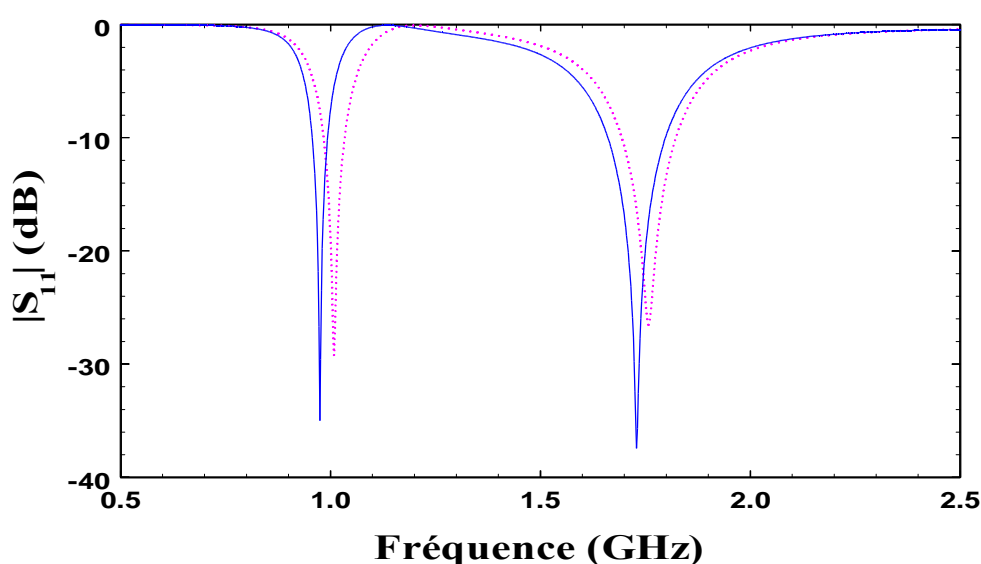


Figure 9.1 : Influence de maillage d'une fente sur l'adaptation

..... avec 3 cellules — avec une cellule (résultat de l'optimisation)

Discrétisation	GSM (MHz)	DCS (MHz)
Une cellule	950-990	1660-1800
3 cellules	980-1030	1630-1830
Décalage	30 MHz (3%)	30 MHz (1,6%)

Tableau B1 : Influence de maillage d'une fente

Annexe C

Antenne PIFA avec fente U et avec trois fentes arbitraires

La continuité d'étude de trois fentes arbitraires insérées sur le résonateur, dans la **Partie 5.2.5**, nous aboutit un résultat plus performance que celui de fente U. Cette étude est réalisée jusqu'à la fin de 2500^e génération soit 6761 simulations TLM. A la fin de la 1253^e génération soit 3395 simulations de différentes structures, le meilleur chromosome est obtenu. Sa géométrie est représentée à la **Figure C1**. La **Figure C2** trace le coefficient de réflexion de cette antenne optimisée et celui de l'antenne PIFA précédent avec la fente de type U. La comparaison des caractéristiques de l'antenne obtenue ainsi que la fonction coût correspondante est présentée à au **Tableau C1**.

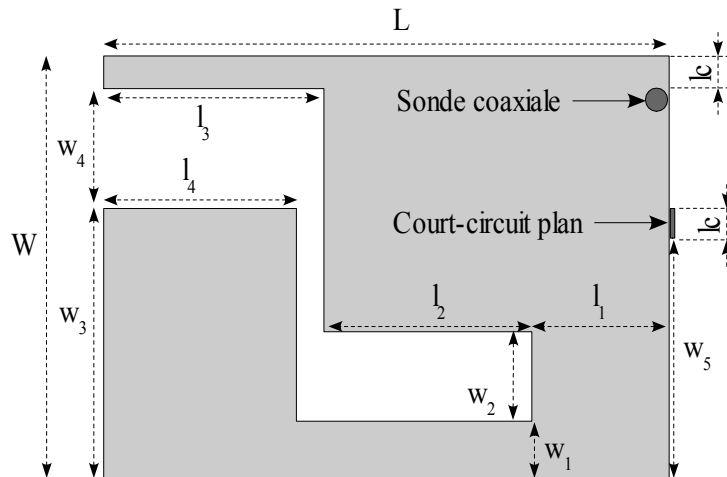


Figure C1 : Géométrie de l'antenne PIFA avec trois fentes arbitraires

Dimension (en mm) : $L = 35$; $W = 28,75$;

$l_1 = 8,75$; $l_2 = 12,5$; $l_3 = 13,75$; $l_4 = 12,5$; $l_c = 1,25$;

$w_1 = 2,5$; $w_2 = 8,75$; $w_3 = 21,25$; $w_4 = 6,25$; $w_5 = 17,5$

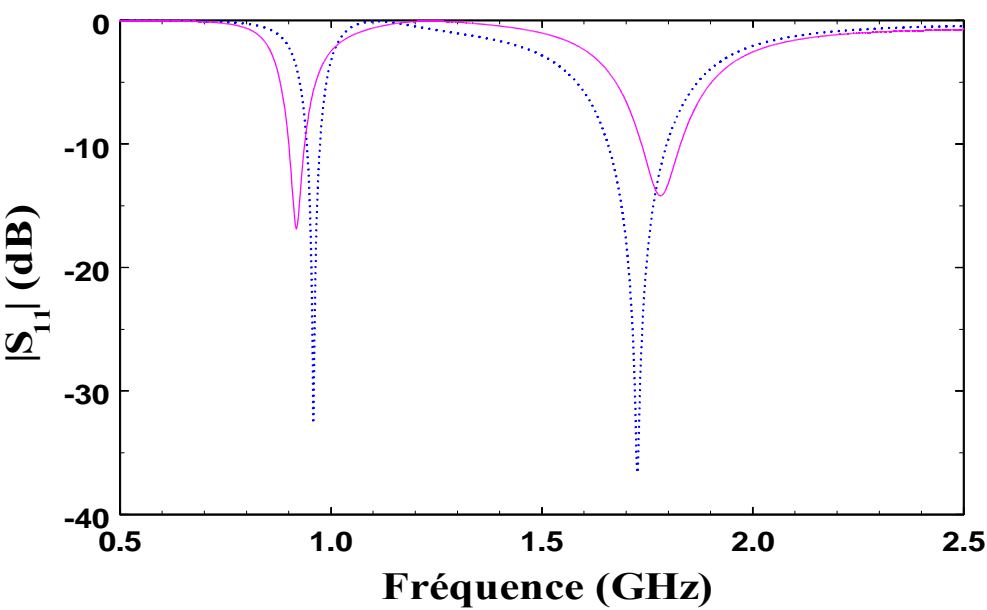


Figure C2 : $|S_{11}|_{dB}$ de l'antenne PIFA GSM/DCS

— avec 3 fentes arbitraires avec la fente U

Antenne	Bandes passantes ($ S_{11} _{dB} < -10\text{ dB}$)		Fonction coût	Temps de calcul
	GSM (MHz)	DCS (MHz)		
3 fentes arbitraires	900–950	1730–1830	8,6	82 heures
Fente U	930–970	1655-1800	7,5	10 heures
Gabarit souhaité	880-960	1710-1880	10	

Tableau C1 : Comparaison de performance

Annexe D

Diagramme de rayonnement de l'antenne fil-plaque monopolaire
WLAN/HIPERLAN2

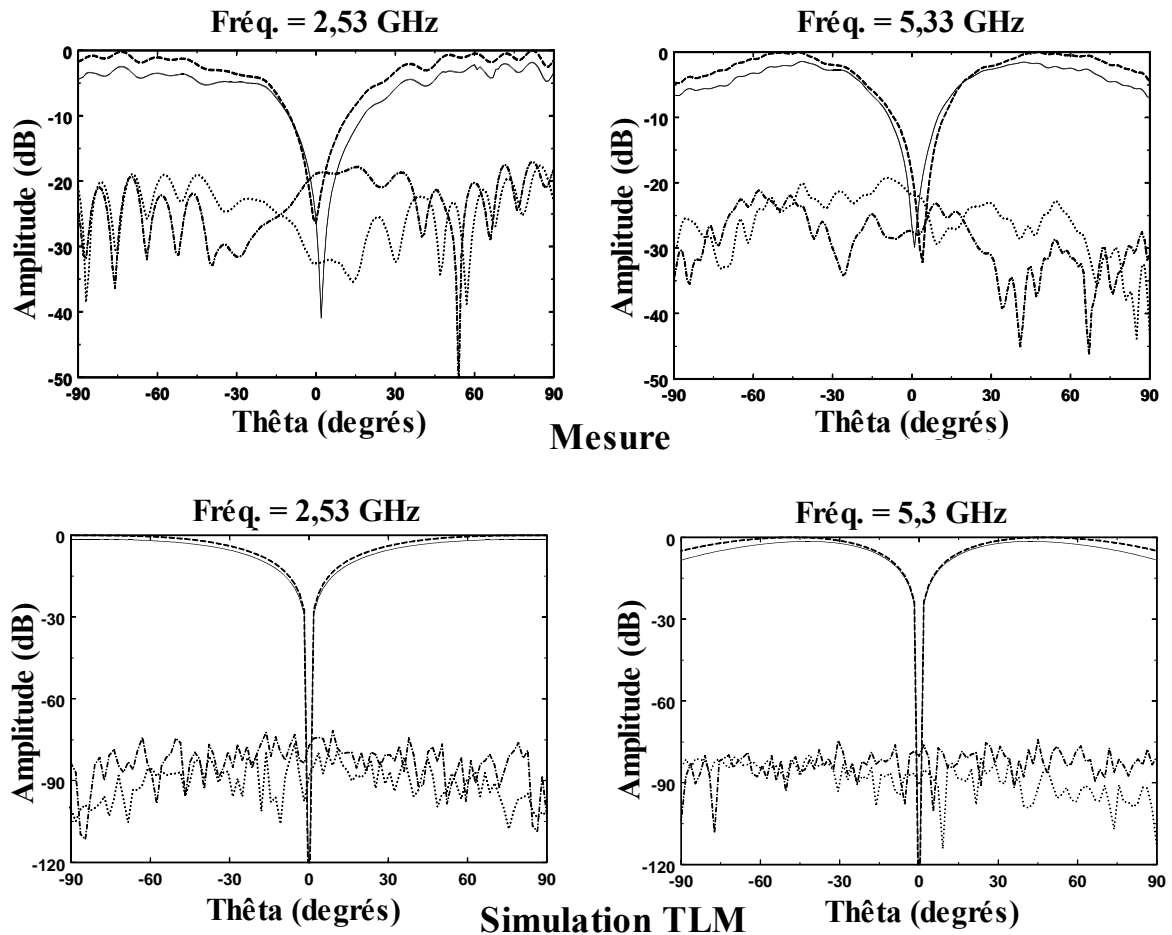


Figure D1 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne fil-plaque monopolaire
WLAN/HIPERLAN2 mesurés et simulés par TLM sur un plan de masse 50 x 50 mm²

Composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (.....) dans le plan E

Composantes E_{θ} (--) et E_{ϕ} (-.-.-) dans le plan H

"Couplage Algorithmes Génétiques et TLM pour la Conception des Antennes Imprimées Miniatures"

Résumé :

Cette étude contribue à la recherche de formes originales et non intuitives d'antennes miniatures. Il s'agit du développement et de l'application d'un code de calcul associant la simulation électromagnétique TLM (Transmission Line Matrix) à un Algorithme Génétique (AG).

La partie théorique présente d'une part la méthode TLM et d'autre part les algorithmes génétiques. La méthode TLM, sur ordinateur parallèle, permet d'analyser en 3 dimensions des antennes miniatures de formes arbitraires. Ses évolutions successives sont présentées avec l'objectif d'un couplage avec les algorithmes génétiques. Ceux-ci s'inspirent d'une technique d'optimisation stochastique basée sur la sélection naturelle et l'évolution des espèces. Une présentation définissant les grandeurs fondamentales à nos développements est effectuée.

Dans la partie suivante, le couplage AG/TLM est décrit. La conception d'antennes, de formes intuitives ou non, est proposée pour deux types d'antennes bien connues, large bande et bi-bande. Il est ensuite proposé un micro-algorithme génétique et son couplage avec la TLM (mAG/TLM) permettant d'atteindre une convergence plus rapide vers la solution optimale et d'éviter des convergences prématurées.

Le code mAG/TLM a été appliqué à la recherche d'antennes imprimées, pour les normes WLAN2450 et HIPERLAN5250. Plusieurs antennes obtenues, chaque configuration dépend des conditions imposées sur les conditions initiales et sur la définition de la fonction "objectif", portant sur l'adaptation. Une étude expérimentale et de comparaisons systématiques avec des logiciels commerciaux a été également développée.

Enfin, dans la dernière partie, on s'est attaché à l'optimisation d'antennes de type PIFA permettant de couvrir plusieurs standards, GSM, DCS, PCS, UMTS ou WLAN. Des résultats originaux sont proposés. En dernier lieu, des antennes fils-plaques mono-polaires répondant aux standards WLAN/HIPERLAN2 et UMTS/HIPERLAN2 ont été obtenus.

Mots clefs : Méthode TLM, algorithmes génétiques, antennes imprimée, PIFA et fil-plaque, normes GSM-DCS-UMTS-WLAN-HIPERLAN2

"Coupling genetic algorithms and TLM method to design small printed antenna"

Abstract:

To date, most new wireless antenna designs have been derived from existing canonical designs or have been developed through the careful application of engineering judgment, expertise and experience to meet required conditions. An efficient tools is therefore needed to help researchers to design automatically new optimal structures with specific goals. In this thesis, it is presented how to couple genetic algorithm with transmission line matrix method, it can be use to improve and optimize original and non intuitive small printed antenna design for use in mobile communication devices in order to satisfy the situation of huge demand and compressed development cycle for antenna design.

We present about the transmission line matrix (TLM) method which is a well-known numerical technique in time-domain and efficient to model complex structures with arbitrary shapes. By use of parallel computing, Prony's method and a new TLM node for modeling PML layers, we have built an efficient TLM code which allows rigorous analysis of complex antennas with low CPU time. It is also demonstrated the search capability of genetic algorithms (GAs) for optimization. GAs are robust stochastic search method modeled on the principles of natural selection and evolution. The powerful heuristic of GAs as an optimizer is useful for solving complex combinational problems. By using the coupling GA/TLM, several printed antennas; broadband or multiband with different shapes; fill-patch, embedded-holes patch or embedded-slots patch, are obtained to fulfil WLAN and HIPERLAN2 standards. Others kinds of compact multiband antenna such as PIFA and monopolar wire-patch antenna, are also presented, fulfil some of GSM, DCS, PCS, UMTS, WLAN or HIPERLAN2 standard. These results show the ability of GA/TLM tools for successfully optimizing several sets of parameters which influence on performances of antenna characterisations.

Performances of these antennas are experimentally validated with measurement of several prototypes.

Keywords: Mobile communications, small antennas, transmission lines matrix method, genetic algorithms.